

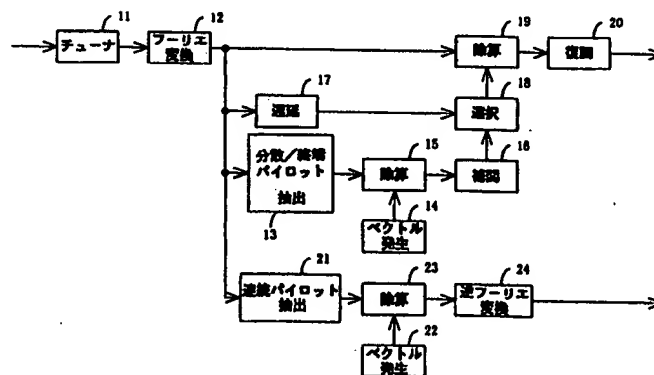
<p>(51) 国際特許分類6 H04J 11/00</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO99/01956</p> <p>(43) 国際公開日 1999年1月14日(14.01.99)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP98/02942</p> <p>(22) 国際出願日 1998年6月30日(30.06.98)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平9/175941 1997年7月1日(01.07.97)</p> <p>(71) 出願人 株式会社 次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所 (ADVANCED DIGITAL TELEVISION BROADCASTING LABORATORY)[JP/JP] 〒107-0052 東京都港区赤坂5丁目2番8号 Tokyo, (JP) 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.)(JP/JP) 〒571-8501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka, (JP) 日本放送協会(NIPPON HOSO KYOKAI)[JP/JP] 〒150-8001 東京都渋谷区神南二丁目2番1号 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者 木村知弘(KIMURA, Tomohiro) 〒586-0092 大阪府河内市長野市南貴望ヶ丘30-1-708 Osaka, (JP) 林健一郎(HAYASHI, Kenichiro) 〒610-0341 京都府京田辺市薪島8-38 Kyoto, (JP) 木曾田晃(KISODA, Akira) 〒570-0015 大阪府守口市梶町1-11-5-202 Osaka, (JP) 曾我 茂(SOGA, Shigeru) 〒580-0003 大阪府松原市一津屋3-4-3-101 Osaka, (JP)</p>	<p>JP</p>	<p>影山定司(KAGEYAMA, Sadashi) 〒669-1323 兵庫県三田市あかしあ台5-29-C-302 Hyogo, (JP) 斉藤正典(SAITO, Masafumi) 〒156-0054 東京都世田谷区桜丘1丁目17番4号 Tokyo, (JP) 石川達也(ISHIKAWA, Tatsuya) 〒234-0051 神奈川県横浜市港南区日野8丁目3番18号 港南台三和プラザ802号 Kanagawa, (JP) 森 仁(MORI, Hitoshi) 〒658-0003 兵庫県神戸市東灘区本山北町4-17-24 Hyogo, (JP) 佐々木誠(SASAKI, Makoto) 黒田 徹(KURODA, Toru) 高田政幸(TAKADA, Masayuki) 〒157-8510 東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内 Tokyo, (JP)</p> <p>(74) 代理人 弁理士 鈴江武彦, 外(SUZUYE, Takehiko et al.) 〒100-0013 東京都千代田区霞が関3丁目7番2号 鈴榮内外國特許法律事務所 Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 CN, JP, KR.</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>

(54)Title: **ORTHOGONAL FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEX TRANSMISSION SYSTEM, AND ITS TRANSMITTER AND RECEIVER**

(54)発明の名称 直交周波数分割多重伝送方式とその送信装置及び受信装置

(57) Abstract

Received OFDM signals are transformed from a time domain into a frequency domain by Fourier transformation (12) to generate a vector sequence of each carrier wave in the frequency domain. Necessary dispersion pilot signals and termination pilot signals are extracted (13) from the vector sequence and divided (15) by a modulation complex vector to estimate transmission line characteristics relative to the dispersion/termination pilot signals, and the transmission line characteristics are interpolated (16) to estimate transmission line characteristics relative to the information transmission carrier wave of a synchronous detection segment. The vector sequence is delayed (17) by one symbol. The interpolation output is selected (18) in the case of the synchronous detection segment, and the delay output is selected (18) in the case of a differential detection segment. The vector sequence is divided (19) by the selected output, and the result is subjected to synchronous detection or differential detection and demodulated (20) to generate digital information. Thus, high quality demodulation and demodulation suitable for mobile reception are realized.



- |   |                                       |
|---|---------------------------------------|
| 11 ... Tuner  | 18 ... Selection                      |
| 12 ... Fourier transformation                         | 19 ... Division                       |
| 13 ... Dispersion/termination pilot signal extraction | 20 ... Demodulation                   |
| 14 ... Vector generation                              | 21 ... Continuous pilot extraction    |
| 15 ... Division                                       | 22 ... Vector generation              |
| 16 ... Interpolation                                  | 23 ... Division                       |
| 17 ... Delay  | 24 ... Inverse-Fourier transformation |

受信 OFDM 信号をフーリエ変換 (12) により時間領域から周波数領域に変換して周波数領域の搬送波毎のベクトル列を得る。このベクトル列から必要な分散及び終端パイロット信号を抽出し (13)、変調複素ベクトルで除して (15) 分散/終端パイロット信号にかかる伝送路特性を推定し、その伝送路特性を補間して (16) 同期検波用セグメントの情報伝送搬送波にかかる伝送路特性を推定する。一方、フーリエ変換によって得られたベクトル列を 1 シンボル遅延し (17)、同期検波用セグメントの場合は補間出力を、差動検波用セグメントの場合は遅延出力を選択し (18)、上記ベクトル列をその選択出力で除算して同期検波または差動検波し (19)、復調してデジタル情報を得る (20)。これにより、高品質な復調と、移動受信に適した復調を実現することができる。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AL	アルバニア	FI	フィンランド	LK	スリ・ランカ	SI	スロヴェニア
AM	アルメニア	FR	フランス	LR	リベリア	SK	スロヴァキア
AT	オーストリア	GA	ガボン	LS	レソト	SL	シエラ・レオネ
AU	オーストラリア	GB	英国	LT	リトアニア	SN	セネガル
AZ	アゼルバイジャン	GD	グレナダ	LU	ルクセンブルグ	SZ	スワジランド
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GE	グルジア	LV	ラトヴィア	TD	チャード
BB	バルバドス	GH	ガーナ	MC	モナコ	TG	トーゴ
BE	ベルギー	GM	ガンビア	MD	モルドヴァ	TJ	タジキスタン
BF	ブルキナ・ファソ	GN	ギニア	MG	マダガスカル	TM	トルクメニスタン
BG	ブルガリア	GW	ギニア・ビサウ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア共和国	TR	トルコ
BJ	ベナン	GR	ギリシャ	ML	マリ	TT	トリニダード・トバゴ
BR	ブラジル	HR	クロアチア	MN	モンゴル	UA	ウクライナ
BY	ベラルーシ	HU	ハンガリー	MR	モーリタニア	UG	ウガンダ
CA	カナダ	ID	インドネシア	MW	マラウイ	US	米国
CF	中央アフリカ	IE	アイルランド	MX	メキシコ	UZ	ウズベキスタン
CG	コンゴ	IL	イスラエル	NE	ニジェール	VN	ヴェトナム
CH	スイス	IN	インド	NL	オランダ	YU	ユーゴスラビア
CI	コートジボアール	IS	アイスランド	NO	ノールウェー	ZW	ジンバブエ
CM	カメルーン	IT	イタリア	NZ	ニュージーランド		
CN	中国	JP	日本	PL	ポーランド		
CU	キューバ	KE	ケニア	PT	ポルトガル		
CY	キプロス	KG	キルギスタン	RO	ルーマニア		
CZ	チェッコ	KP	北朝鮮	RU	ロシア		
DE	ドイツ	KR	韓国	SD	スーダン		
DK	デンマーク	KZ	カザフスタン	SE	スウェーデン		
EE	エストニア	LC	セントルシア	SG	シンガポール		
ES	スペイン	LI	リヒテンシュタイン				

## 明 細 書

直交周波数分割多重伝送方式と  
その送信装置及び受信装置

## 技術分野

本発明は、1つのチャネルで固定受信及び移動受信に適した信号を混在して伝送する直交周波数分割多重伝送方式に関する。また、該直交周波数分割多重方式に基づいてOFDM信号を形成し伝送する送信装置及び、該直交周波数分割多重方式に基づいて形成され伝送されるOFDM信号を受信し復調する受信装置に関する。

## 背景技術

現在、地上波TV放送におけるデジタル放送方式として直交周波数分割多重（以下、OFDMという）技術を用いた伝送方式が検討されている。このOFDM伝送方式は、マルチキャリア変調方式の一種であり、シンボル毎に互いに直交する周波数関係にある多数の搬送波に変調を施してデジタル情報を伝送する。この方式は、前述のようにデジタル情報を多数の搬送波に分割して伝送するため、1つの搬送波を変調するための分割されたデジタル情報のシンボル期間長が長くなり、マルチパスなどの遅延波の影響を受けにくい特質を有している。

従来のOFDM伝送技術を用いたTV信号のデジタル放

送方式として、例えば欧州における DVB-T 規格、すなわち ETSI 300 744 (ETSI: European Telecommunications Standards Institute) が挙げられる。

従来の OFDM 伝送方式は、例えば 2k モード (2k は、OFDM 信号を生成する際の高速フーリエ変換のサンプル数が 2048 を意味する) では、全伝送帯域で 1705 キャリアの搬送波を用い、そのうち 142 キャリアの搬送波を分散パイロット (Scattered Pilot) 信号に、45 キャリアの搬送波を連続パイロット (Continual Pilot) 信号に、17 キャリアの搬送波を制御情報 (TPS) 信号に、1512 キャリアの搬送波を情報伝送信号に用いる。

但し、45 キャリアの搬送波の連続パイロット信号のうち 11 キャリアの搬送波の連続パイロット信号は分散パイロットと重複して配置されている。また、分散パイロット信号は 1 つのシンボル内での周波数配置が 12 キャリア周期に配置され、シンボル毎にその周波数配置が 3 キャリアずつシフトして配置されており、時間配置は 4 シンボル周期になっている。

具体的には、キャリア番号  $k$  を端から順に 0 から 1704、フレーム内のシンボル番号  $n$  を 0 から 67 とすると、分散パイロット信号は (1) 式によるキャリア番号  $k$  の搬送波に配置される。(1) 式において、 $\text{mod}$  は剰余演算を表わし、 $p$  は 0 以上 141 以下の整数である。

$$k = 3(n \bmod 4) + 12p \quad (1)$$

連続パイロット信号は、キャリア番号  $k = \{0, 48, 5$

4, 87, 141, 156, 192, 201, 255, 279, 282, 333, 432, 450, 483, 525, 531, 618, 636, 714, 759, 765, 780, 804, 873, 888, 918, 939, 942, 969, 984, 1050, 1101, 1107, 1110, 1137, 1140, 1146, 1206, 1269, 1323, 1377, 1491, 1683, 1704} の搬送波に配置される。

これらの分散及び連続パイロット信号は、それぞれ配置されるキャリア番号  $k$  に対応する PN (擬似乱数) 系列  $w_k$  に基づき、(2) 式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  によって搬送波を変調して得られる。(2) 式において、 $\text{Re}\{c_{k,n}\}$  はキャリア番号  $k$ 、シンボル番号  $n$  の搬送波に対応する複素ベクトル  $c_{k,n}$  の実数部を表わし、 $\text{Im}\{c_{k,n}\}$  は虚数部を表わす。

$$\begin{cases} \text{Re}\{c_{k,n}\} = \frac{4}{3} \times 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \text{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

また、TPS (Transmission Parameter Signaling) と呼ばれる制御情報信号はキャリア番号  $k = \{34, 50, 209, 346, 413, 569, 595, 688, 790, 901, 1073, 1219, 1262, 1286, 1469, 1594, 1687\}$  の搬送波に配置され、シンボル毎に 1 ビットの制御情報を伝送する。

シンボル番号  $n$  のシンボルで伝送する制御情報ビットを  $S_n$

とすると、制御情報信号は (3) 式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  によって搬送波を変調して得られる。すなわち、制御情報信号を伝送する搬送波は、シンボル間で差動 2 値 P S K (Phase Shift Keying) 変調される。

$$\begin{cases} S_n = 0 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = \operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \\ S_n = 1 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = -\operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (3)$$

但し、フレームの先頭シンボル (シンボル番号  $n = 0$ ) では、制御情報を伝送する搬送波は、前述の P N 系列  $w_k$  に基づいて、(4) 式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  によって変調される。

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,0}\} = 2\left(\frac{1}{2} - w_k\right) \\ \operatorname{Im}\{c_{k,0}\} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

上記以外の情報伝送信号に用いられる 1 5 1 2 キャリアの搬送波は、デジタル情報に基づいて、Q P S K、1 6 Q A M、または、6 4 Q A M 変調される。いずれの変調方法も絶対位相変調である。

このようにして生成された O F D M 信号を受信してデジタル情報を復調する従来の受信装置の一例を図 1 0 に示す。

図 1 0 において、受信された O F D M 信号はチューナ 1 0 1 によって周波数変換され、フーリエ変換回路 1 0 2 によって時間一周波数変換されて周波数領域の搬送波毎のベクトル

列となる。このベクトル列は分散パイロット抽出回路 103 及び連続パイロット抽出回路 109 に供給される。

分散パイロット抽出回路 103 は、フーリエ変換回路 102 が出力するベクトル列から分散パイロット信号を抽出する。ベクトル発生回路 104 は、分散パイロット抽出回路 103 で抽出された分散パイロット信号に対応する変調複素ベクトル  $c_{k,n}$  を発生する。除算回路 105 は、分散パイロット抽出回路 103 で抽出された分散パイロット信号をベクトル発生回路 104 が発生する複素ベクトルで除して、その除算結果から分散パイロット信号に係る伝送路特性を推定する。

補間回路 106 は、除算回路 105 で得られた分散パイロット信号に係る伝送路特性を補間して、全ての搬送波にかかる伝送路特性を推定する。除算回路 107 は、フーリエ変換回路 102 が出力するベクトル列をそれぞれ対応する搬送波にかかる補間回路 106 で推定された伝送路特性で除して同期検波する。復調回路 108 は、情報伝送信号を生成する際の変調方法（QPSK、16QAM、64QAM等）に従って除算回路 107 が出力する同期検波信号を復調し、伝送されたデジタル情報を得る。

また、連続パイロット抽出回路 109 は、フーリエ変換回路 102 が出力するベクトル列から連続パイロット信号を抽出する。ベクトル発生回路 110 は、連続パイロット抽出回路 109 で抽出された連続パイロット信号に対応する変調複素ベクトル  $c_{k,n}$  を発生する。除算回路 111 は、連続パイロット抽出回路 109 で抽出された連続パイロット信号をベ

クトル発生回路 1 1 0 が発生する複素ベクトルで除して連続パイロット信号にかかる伝送路特性を推定する。逆フーリエ変換回路 1 1 2 は、除算回路 1 1 1 で推定された連続パイロット信号に係る伝送路特性を周波数－時間変換して伝送路のインパルス応答特性を得る。

### 発明の開示

しかしながら、従来の OFDM 伝送方式は、デジタル情報を伝送する搬送波の変調に QPSK、16QAM、64QAM 等による絶対位相変調が施されており、その復調に時間的に疎らな分散パイロットから推定される伝送路特性を平滑し補間して得られた伝送路特性を用いることを前提としているため、フェーディング等によって伝送路特性の変化が速い移動受信では十分な伝送品質が得られない場合がある。

さらに、従来の OFDM 伝送方式では帯域全体で各搬送波の変調方式が 1 つに決められているため、一部のデジタル情報を移動しながら受信できるように、デジタル情報を伝送する搬送波の変調に移動受信に適した例えば差動 QPSK 変調を導入したとしても、全体の伝送容量が少なくなって効率が悪くなる。

また、連続パイロット信号が所定のキャリア間隔  $A$  の搬送波のうちのいずれかに配置されているため、連続パイロット信号から推定できる伝送路のインパルス応答特性に有効シンボル期間長（搬送波の最小周波数間隔の逆数）の  $A$  分の 1 の折り返しを生じる。



そこで、本発明は、上記の課題を解決し、全体の伝送容量を維持しつつデジタル情報を伝送する搬送波の変調に部分的に移動受信に適した変調方式を導入し、また、連続パイロット信号から推定される伝送路のインパルス応答に折り返しが生じないように連続パイロット信号を配置したOFDM伝送方式と本方式に適する送信装置、受信装置を提供することを目的とする。

上記の課題を解決するために、本発明に係るOFDM伝送方式は以下のように構成される。

(1) シンボル周期毎に互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波に変調を施してデジタル情報を伝送するOFDM伝送方式において、

前記複数の搬送波のうち、所定数の搬送波を1単位として1つ以上のセグメントに割当て、1つ以上の搬送波を帯域終端パイロット信号に割当て、前記1つ以上のセグメントをセグメント毎にそれぞれ同期検波用または差動検波用のいずれか一方として用いる方式であって、

前記同期検波用セグメントでは、シンボル時間及び周波数が周期的に分散した搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する分散パイロット信号を配し、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を付加情報に従って $M$  ( $M$ は2以上の自然数) 相位相シフトキーイング ( $M$ 相PSK) あるいはシンボル方向での差動 $M$ 相位相シフトキーイングにより変調する付加情報伝送信号を配し、上記以外の搬送波に当該搬送波を前記デジタル情報に従って変調する情報伝送信

号を配し、

前記差動検波用セグメントでは、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を付加情報に従ってM相位相シフトキーイングあるいはシンボル方向での差動M相位相シフトキーイングにより変調する付加情報伝送信号を配し、隣接する同期検波用セグメントの前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数の搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する終端パイロット信号を配し、上記以外の搬送波に当該搬送波を前記デジタル情報に従って変調する情報伝送信号を配し、

前記帯域終端パイロット信号を、前記同期検波用セグメントにおける前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数でかつ伝送周波数帯域端の搬送波に配して、当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調するようにした。

(2) シンボル周期毎に互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波に変調を施してデジタル情報を伝送するOFDM伝送方式において、

前記複数の搬送波のうち、所定数の搬送波を1単位として1つ以上のセグメントに割当て、1つ以上の搬送波を帯域終端パイロット信号に割当て、前記1つ以上のセグメントをセグメント毎にそれぞれ同期検波用または差動検波用のいずれか一方として用いる方式であって、

前記同期検波用セグメントでは、シンボル時間及び周波数が周期的に分散した搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する分散パイロット信号を配し、毎シンボルとも同

じ周波数の搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する連続パイロット信号を配し、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を付加情報に従ってM相位相シフトキーイングあるいはシンボル方向での差動M相位相シフトキーイングにより変調する付加情報伝送信号を配し、上記以外の搬送波に当該搬送波を前記デジタル情報に従って変調する情報伝送信号を配し、

前記差動検波用セグメントでは、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する連続パイロット信号を配し、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を付加情報に従ってM相位相シフトキーイングあるいはシンボル方向での差動M相位相シフトキーイングにより変調する付加情報伝送信号を配し、隣接する同期検波用セグメントの前記分散パイロットの周波数配置の周期性を満たす周波数の搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する終端パイロット信号を配し、上記以外の搬送波に当該搬送波を前記デジタル情報に従って変調する情報伝送信号を配し、

前記帯域終端パイロット信号を、前記同期検波用セグメントにおける前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数でかつ伝送周波数帯域端の搬送波に配して、当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調するようにした。

(3) (1) または (2) の構成において、前記同期検波用セグメント内の前記付加情報伝送信号の周波数配置と、前記差動検波用セグメント内の前記付加情報伝送信号の周波数

配置は、一部共通の配置とする。

(4) (1) または (2) の構成において、前記同期検波用セグメントでは、前記付加情報伝送信号の周波数配置を、前記差動検波用セグメントの前記付加情報伝送信号の周波数配置の一部とする。

(5) (2) の構成において、前記同期検波用セグメント内の前記連続パイロット信号の周波数配置と、前記差動検波用セグメント内の前記連続パイロット信号の周波数配置は、一部共通の配置とする。

(6) (2) の構成において、前記同期検波用セグメントでは、前記連続パイロット信号の周波数配置を、前記差動検波用セグメントの前記連続パイロット信号の周波数配置の一部とする。

(7) (1) ~ (6) のいずれかの構成において、前記付加情報には、制御情報を含む。

(8) (7) の構成において、前記制御情報はシンボル方向での差動2相位相シフトキーイング (DBPSK) により伝送する。

(9) (7) の構成において、前記同期検波用セグメント内の前記制御情報の周波数配置と、前記差動検波用セグメント内の前記制御情報の周波数配置は、一部共通の配置とする。

(10) (7) の構成において、前記同期検波用セグメントでは、前記制御情報の周波数配置を、前記差動検波用セグメントの前記制御情報の周波数配置の一部とする。

(11) (1) ~ (10) のいずれかの構成において、前

記同期検波用セグメントでは、搬送波数を $N$  ( $N$ は2以上の自然数)の倍数とし、前記分散パイロット信号を $N$ キャリア間隔でかつシンボル毎に $L$  ( $L$ は $N$ の約数)キャリアずつシフトさせた搬送波に配する。

(12) (1) ~ (11) のいずれかの構成において、前記同期検波用及び差動検波用セグメントでは、それぞれの前記付加情報伝送信号を、当該付加情報伝送信号の周波数配置の逆フーリエ変換対がインパルス状になるような周波数の搬送波に配する。

(13) (2) の構成において、前記同期検波用及び差動検波用セグメントでは、それぞれの前記連続パイロット信号を、当該連続パイロット信号の周波数配置の逆フーリエ変換対がインパルス状になるような周波数の搬送波に配する。

(14) (2) の構成において、前記同期検波用及び差動検波用セグメントでは、それぞれ前記付加情報伝送信号及び連続パイロット信号を、当該付加情報伝送信号及び連続パイロット信号との両者を合せた周波数配置の逆フーリエ変換対がインパルス状になるような周波数の搬送波に配する。

(15) (1) ~ (14) のいずれかの構成において、前記同期検波用セグメントと前記差動検波用セグメントでは同一本数のキャリアを用いる。

(16) (1) ~ (15) のいずれかの構成において、前記終端パイロット信号は前記差動検波用セグメントの帯域端の搬送波のみに配置する。

(17) (1) の構成において、13個のセグメントと1

キャリアの搬送波を用いた帯域終端パイロットからなり、1個のセグメントは108キャリアの搬送波で構成され、帯域全体では1405キャリアの搬送波が用いられ、

前記同期検波用セグメントが、1シンボルあたり9キャリアの搬送波を用いた分散パイロット信号と、3キャリアの搬送波を用いた付加情報伝送信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成され、

前記差動検波用セグメントが、11キャリアの搬送波を用いた付加情報信号と、1キャリアの搬送波を用いた終端パイロット信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成されるようにする。

(18) (2) の構成において、13個のセグメントと1キャリアの搬送波を用いた帯域終端パイロットからなり、1個のセグメントは108キャリアの搬送波で構成され、帯域全体では1405キャリアの搬送波が用いられ、

前記同期検波用セグメントが、1シンボルあたり9キャリアの搬送波を用いた分散パイロット信号と、1キャリアの搬送波を用いた付加情報伝送信号と、2キャリアの搬送波を用いた連続パイロット信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成され、

前記差動検波用セグメントが、5キャリアの搬送波を用いた付加情報信号と、6キャリアの搬送波を用いた連続パイロット信号と、1キャリアの搬送波を用いた終端パイロット信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成されるようにする。

また、本発明に係わる送信装置は、以下のように構成される。

(19) (1) ~ (18) のいずれかの直交周波数分割多重伝送方式により OFDM 信号を生成する装置を具備する。

(20) (1) の直交周波数分割多重伝送方式により OFDM 信号を生成する送信装置であって、

前記複数の搬送波のうち、所定数の搬送波を 1 単位として 1 つ以上のセグメントに割当て、1 つ以上の搬送波を帯域終端パイロット信号に割当て、前記 1 つ以上のセグメントをセグメント毎にそれぞれ同期検波用または差動検波用のいずれか一方に割り当てる配列手段と、

前記分散パイロット信号、前記付加情報伝送信号、前記情報伝送信号、前記終端パイロット信号、前記帯域終端パイロット信号をそれぞれ生成する信号生成手段とを具備し、

前記配列手段では、前記帯域終端パイロット信号を前記同期検波用セグメントにおける前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数でかつ伝送周波数帯域端の搬送波に配し、前記同期検波用セグメントについては、前記分散パイロット信号をシンボル時間及び周波数が周期的に分散した搬送波に配し、前記付加情報伝送信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記情報伝送信号を上記以外の搬送波に配し、前記差動検波用セグメントについては、前記付加情報伝送信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記終端パイロット信号を隣接する同期検波用セグメントの前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす

周波数の搬送波に配するようにした。

(21) (2) の直交周波数分割多重伝送方式により OFDM 信号を生成する送信装置であって、

前記複数の搬送波のうち、所定数の搬送波を 1 単位として 1 つ以上のセグメントに割当て、1 つ以上の搬送波を帯域終端パイロット信号に割当て、前記 1 つ以上のセグメントをセグメント毎にそれぞれ同期検波用または差動検波用のいずれか一方に割り当てる配列手段と、

前記分散パイロット信号、前記付加情報伝送信号、前記情報伝送信号、前記終端パイロット信号、前記帯域終端パイロット信号、前記連続パイロット信号を生成する信号生成手段とを具備し、

前記配列手段では、前記帯域終端パイロット信号を前記同期検波用セグメントにおける前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数でかつ伝送周波数帯域端の搬送波に配し、前記同期検波用セグメントについては、前記分散パイロット信号をシンボル時間及び周波数が周期的に分散した搬送波に配し、前記連続パイロット信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記付加情報伝送信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記情報伝送信号を上記以外の搬送波に配し、前記差動検波用セグメントについては、前記連続パイロット信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記付加情報伝送信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記終端パイロット信号を隣接する同期検波用セグメントの前記分散パイロット信号の周波数



配置の周期性を満たす周波数の搬送波に配するようにした。

また、本発明に係わる受信装置は、以下のように構成される。

(22) (1) ~ (18) のいずれかの OFDM 伝送方式により生成される OFDM 信号を受信し復調する装置を具備する。

(23) (1) ~ (18) のいずれかの OFDM 伝送方式により生成される OFDM 信号を受信し復調する受信装置であって、

前記受信 OFDM 信号をフーリエ変換により時間領域から周波数領域の信号に変換することによって前記搬送波毎の位相と振幅を表わすベクトル列を得るフーリエ変換手段と、

この手段で得られるベクトル列から前記分散パイロット信号及び前記終端パイロット信号及び前記帯域終端パイロット信号に相対する搬送波のベクトル群を抽出する第 1 の抽出手段と、

この手段で抽出されたベクトル群を前記分散パイロット信号及び前記終端パイロット信号及び前記帯域終端パイロット信号を変調している前記特定の位相及び振幅で除算する第 1 の除算手段と、

この手段の出力を周波数方向及びシンボル時間方向に平滑して補間するフィルタ手段と、

前記フーリエ変換手段で得られたベクトル列を 1 シンボル期間遅延する遅延手段と、

前記同期検波用セグメントの信号を処理する時には前記フ

フィルタ手段の出力を、差動検波用セグメントの信号を処理する時には前記遅延手段の出力を選択して出力する選択手段と、

前記フーリエ変換手段から出力されるベクトル列を前記選択手段の出力信号で除算して検波ベクトル列を求め出力する第2の除算手段とを具備する。

(24) (13) のOFDM伝送方式により生成されるOFDM信号を受信し復調する受信装置であって、

前記受信OFDM信号をフーリエ変換により時間領域から周波数領域の信号に変換することによって前記搬送波毎の位相と振幅を表わすベクトル列を得るフーリエ変換手段と、

この手段で得られるベクトル列から前記同期検波用セグメント及び前記差動検波用セグメントの前記連続パイロット信号に相対する搬送波のベクトル群を抽出する第2の抽出手段と、

この手段で抽出されたベクトル群を前記連続パイロット信号を変調している前記特定の位相及び振幅で除算する第3の除算手段と、

この手段の出力を逆フーリエ変換により周波数領域から時間領域に変換することによって伝送路のインパルス応答特性を得る逆フーリエ変換手段とを具備する。

#### 図面の簡単な説明

図1は、本発明に係るOFDM伝送方式の第1及び第2の実施形態において、同期検波用あるいは差動検波用セグメント（合計13個のセグメント）、帯域終端パイロット信号の

配置例を示した図である。

図 2 は、本発明に係る OFDM 伝送方式の第 1 及び第 2 の実施形態において、付加情報伝送信号の配置と、同期検波用セグメントでの分散パイロット信号の配置、差動検波用セグメントでの終端パイロット信号の配置例を示した図である。

図 3 は、本発明に係る OFDM 伝送方式の第 2 の実施形態において、連続パイロット信号及び制御情報信号の配置と、同期検波用セグメントでの分散パイロット信号の配置、差動検波用セグメントでの終端パイロット信号の配置例を示した図である。

図 4 は、本発明に係る OFDM 伝送方式の第 2 の実施形態において、表 2 に示した同期検波用セグメントの連続パイロット信号の周波数配置の逆フーリエ変換対を示す時間－振幅特性図である。

図 5 は、本発明に係る OFDM 伝送方式の第 2 の実施形態において、表 2 に示した差動検波用セグメントの連続パイロット信号の周波数配置の逆フーリエ変換対を示す時間－振幅特性図である。

図 6 は、本発明に係る OFDM 伝送方式の第 2 の実施形態において、表 3 に示した同期検波用セグメントの制御情報信号の周波数配置の逆フーリエ変換対を示す時間－振幅特性図である。

図 7 は、本発明に係る OFDM 伝送方式の第 2 の実施形態において、表 3 に示した差動検波用セグメントの制御情報信号の周波数配置の逆フーリエ変換対を示す時間－振幅特性図

である。

図 8 は、第 5 の実施形態として、本発明に係る OFDM 伝送方式に用いられる送信装置の構成を示すブロック回路図である。

図 9 は、第 6 の実施形態として、本発明に係る OFDM 伝送方式に用いられる受信装置の構成を示すブロック回路図である。

図 10 は従来の OFDM 伝送方式に用いられる受信装置の構成を示すブロック回路図である。

#### 発明を実施するための最良の形態

以下、本発明に係る OFDM 伝送方式とこの OFDM 伝送方式に適した送信装置、受信装置の実施の形態について詳細に説明する。

##### (第 1 の実施の形態)

本実施の形態の OFDM 伝送方式では、13 個のセグメントと 1 キャリアの搬送波を用いた帯域終端パイロットからなり、1 個のセグメントは 108 キャリアの搬送波で構成される。各セグメントは、同期検波用セグメント、または、差動検波用セグメントのいずれかで構成される。帯域全体では 1405 キャリアの搬送波を用いる。

図 1 に同期検波用あるいは差動検波用セグメント（合計 13 個のセグメント）、帯域終端パイロット信号の配置例を示す。横軸は周波数軸（キャリア配置）、縦軸は時間軸（シンボル方向）を模式的に表現したものである。各セグメント内

のキャリア番号  $k'$  を 0 から 107 の整数とし、1 個のセグメントは 108 キャリアの搬送波で構成される。

同期検波用セグメントは、1 シンボルあたり 9 キャリアの搬送波を用いた分散パイロット信号と、3 キャリアの搬送波を用いた付加情報伝送信号と、96 キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成される。

差動検波用セグメントは、11 キャリアの搬送波を用いた付加情報伝送信号と、1 キャリアの搬送波を用いた終端パイロット信号と、96 キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成される。

このように同期検波用セグメントと差動検波用セグメントでは 108 本という同一本数のキャリアを用いるため、セグメントの組合せによって所要伝送帯域が変わることはない。

ここでは、帯域全体でのキャリア番号  $k$  を 0 から 1404 の整数、セグメント番号  $i$  を 0 から 12 の整数、各セグメント内のキャリア番号  $k'$  を 0 から 107 の整数とし、 $k = i \cdot 108 + k'$  を満たすものとする。

同期検波用セグメントに設けられる分散パイロット信号は、各セグメントとも (5) 式によるセグメント内のキャリア番号  $k'$  の搬送波に配置される。(5) 式において、 $\text{mod}$  は剰余演算を表わし、シンボル番号を示す  $n$  は 0 以上の整数、 $p$  は 0 以上 8 以下の整数である。

$$k' = 3(n \bmod 4) + 12p \quad (5)$$

同期用セグメント及び差動検波用セグメントに設けられる付加情報伝送信号は、それぞれ表 1 に示す各セグメント内の

キャリア番号  $k'$  の搬送波に配置される。表 1 は、同期検波用セグメントの付加情報伝送信号が差動検波用セグメントの付加情報伝送信号に含まれることを示している。

以上の構成により、同期検波用セグメントと差動検波用セグメントが混在した状態であっても、同期検波用セグメントの付加情報伝送信号として定義される搬送波には付加情報伝送信号が必ず配置されることになり、付加情報伝送信号かそれ以外の伝送信号かの識別が受信側で容易となる。尚、伝送される付加情報によっては部分集合配置とならないように搬送波を割り当ててもよい。

表 1 付加情報伝送信号の周波数配置

セグメント 番号 i	キャリア番号 k'							
	同期検波用		差動検波用					
No. 0	10	28	3	10	28	45	59	77
	50		13	50	70	83	87	
No. 1	53	83	3	15	40	53	58	83
	25		25	63	73	80	93	
No. 2	61	100	29	41	61	84	93	100
	71		4	7	17	51	71	
No. 3	11	101	11	28	45	81	91	101
	55		36	48	55	59	86	
No. 4	20	40	20	23	40	63	85	105
	44		10	28	44	47	54	
No. 5	74	100	30	74	81	92	100	103
	25		7	25	47	60	87	
No. 6	35	79	3	35	72	79	85	89
	49		49	61	96	99	104	
No. 7	76	97	5	18	57	76	92	97
	65		31	39	47	65	72	
No. 8	4	89	4	13	89	93	98	102
	74		16	30	37	74	83	
No. 9	40	89	40	72	89	95	100	105
	5		5	10	21	44	61	
No. 10	8	64	8	36	48	52	64	74
	85		78	82	85	98	102	
No. 11	7	89	7	25	30	42	89	104
	70		34	48	54	70	101	
No. 12	98	101	10	30	55	81	98	101
	37		23	37	51	68	105	

差動検波用セグメントに設けられる終端パイロット信号は、各セグメント内のキャリア番号  $k'$  が 0 の搬送波に配置される。終端パイロット信号の配置は、隣接する同期検波用セグメントの分散パイロット信号の周波数配置の周期性を保つ位置である。各終端パイロット信号は、該分散パイロット信号を補っている。

図 2 に、同期検波用セグメントでの分散パイロット信号の配置、差動検波用セグメントでの終端パイロット信号の配置例を示す。横軸は周波数軸（キャリア配置）、縦軸は時間軸（シンボル方向）を模式的に表現したものである。各セグメント内のキャリア番号  $k'$  を 0 から 107 の整数とし、1 個のセグメントは 108 キャリアの搬送波で構成される。付加情報伝送信号は分散パイロット信号とは異なる搬送波に割り付けられる。

これらの分散パイロット信号及び、終端パイロット信号は、それぞれ配置されるキャリア番号  $k$ （セグメント番号  $i$  及び各セグメント内のキャリア番号  $k'$  により決まる）に対応する PN（擬似乱数）系列  $w_k$ （ $w_k = 0, 1$ ）に基づき、（6）式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  によって搬送波を変調して得られる。（6）式において、 $\text{Re}\{c_{k,n}\}$  はキャリア番号  $k$ 、シンボル番号  $n$  の搬送波に対応する複素ベクトル  $c_{k,n}$  の実数部を表わし、 $\text{Im}\{c_{k,n}\}$  は虚数部を表わす。

$$\begin{cases} \text{Re}\{c_{k,n}\} = \frac{4}{3} \times 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \text{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \quad (6)$$



同期検波用セグメント及び差動検波用セグメントに設けられる付加情報伝送信号は、96 キャリアの搬送波を用いて伝送される情報伝送信号とは異なる付加情報を伝送するために用いる。例えば伝送モード（各セグメント数、キャリア変調方式など）を規定する制御情報や、放送局として利用する情報（例えば中継局で使用する制御情報、生放送でのかけあいを使用する低時間遅延の音声情報、放送局識別用信号など）が考えられる。シンボル毎に1ビットの付加情報を伝送してもよいし、複数ビットの付加情報を伝送してもよい。また伝送モードを規定する制御情報だけを伝送してもよい。

ここでシンボル番号  $n$  のシンボルで伝送する制御情報ビットを  $S_n$  とすると、制御情報信号は(7)式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  によって搬送波を変調して得られる。すなわち、この場合には制御情報信号を伝送する搬送波は、シンボル間で差動2値PSK (Phase Shift Keying) 変調される。

$$\begin{cases} S_n = 0 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = \operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \\ S_n = 1 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = -\operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

但し、フレームの先頭シンボル（シンボル番号  $n = 0$ ）では、制御情報を伝送する搬送波は、前述のPN系列  $w_k$  に基づいて、(8)式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  によって変調される。

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,0}\} = \frac{4}{3} \times 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \operatorname{Im}\{c_{k,0}\} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

尚、シンボル毎に2ビットの制御情報を伝送する場合には、例えばシンボル間での差動4相PSK変調を用いたり、あるいは制御情報を伝送する複数の搬送波を2つのグループに分割し、シンボル毎にそれぞれ1ビットずつ伝送するように割り付けてもよい。

同期検波用セグメントに設けられる情報伝送信号は、前述の同期検波用セグメントの分散パイロット信号、付加情報伝送信号以外の搬送波に配され、ディジタル情報に基づいて絶対位相変調が施される。この絶対位相変調には、例えば、QPSK、16QAM、64QAM変調などが用いられる。

同期検波用セグメントの情報伝送信号は以下の処理によって復調される。まず、分散パイロット信号や必要な終端パイロット信号、帯域終端パイロット信号を該分散パイロット、終端パイロット信号及び帯域終端パイロット信号を変調している複素ベクトルで逆変調して、分散パイロット信号及び終端パイロット信号などにかかる周波数領域での伝送路特性を推定する。さらに、フィルタによって周波数方向及びシンボル方向に補間して情報伝送信号にかかる伝送路特性を推定する。このようにして得られた伝送路特性で情報伝送信号を除算する。これによって同期検波用セグメントから情報伝送信号を復調することができる。

差動検波用セグメントに設けられる情報伝送信号は、前述

の差動検波用セグメントの終端パイロット信号、及び付加情報伝送信号以外の搬送波に配され、デジタル情報に基づいて同じキャリア番号の隣接するシンボル間で差動変調が施される。

この差動変調には、例えば、DBPSK、DQPSK、DAPSKなどが用いられる。差動検波用セグメントの情報伝送信号は、前シンボルの同じキャリア番号の情報伝送信号で除算されることによって復調できる。

以上のことから、本実施の形態のOFDM伝送方式は、その受信装置において、同期検波用セグメントではフィルタの効果によって高品質な受信を、差動検波用セグメントではシンボル間の差動復調によって伝送路特性の変化が速い移動受信に適した受信を行うことができる。また、セグメント毎に同期検波用セグメントと差動検波用セグメントを任意に組み合わせることで、伝送帯域の変動を伴うことなく柔軟なサービス形態を実現することができる。

#### (第2の実施の形態)

本実施の形態のOFDM伝送方式では、13個のセグメントと1キャリアの搬送波を用いた帯域終端パイロットからなり、1個のセグメントは108キャリアの搬送波で構成される。各セグメントは、同期検波用セグメント、または、差動検波用セグメントのいずれかで構成される。帯域全体では1405キャリアの搬送波を用いる。

同期検波用セグメントは、1シンボルあたり9キャリアの搬送波を用いた分散パイロット信号と、2キャリアの搬送波

を用いた連続パイロット信号と、1キャリアの搬送波を用いた付加情報伝送信号（この実施例では以下制御情報信号とする）と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成される。

差動検波用セグメントは、6キャリアの搬送波を用いた連続パイロット信号と、5キャリアの搬送波を用いた制御情報信号と、1キャリアの搬送波を用いた終端パイロット信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成される。

ここでは、帯域全体でのキャリア番号  $k$  を0から1404の整数、セグメント番号  $i$  を0から12の整数、各セグメント内のキャリア番号  $k'$  を0から107の整数とし、 $k = i \cdot 108 + k'$  を満たすものとする。

同期検波用セグメントに設けられる分散パイロット信号は、各セグメントとも（5）式によるセグメント内のキャリア番号  $k'$  の搬送波に配置される。（5）式において、 $\text{mod}$  は剰余演算を表わし、 $p$  は0以上8以下の整数である。

$$k' = 3(n \bmod 4) + 12p \quad (5)$$

同期用セグメント及び差動検波用セグメントに設けられる連続パイロット信号は、それぞれ表2に示す各セグメント内のキャリア番号  $k'$  の搬送波に配置される。表2は、同期検波用セグメントの連続パイロット信号が差動検波用セグメントの連続パイロット信号に含まれることを示している。

表 2 連続パイロット信号の周波数配置

セグメント 番号 i	キャリア番号 k'							
	同期検波用		差動検波用					
No. 0	10	28	3	10	28	45	59	77
No. 1	53	83	3	15	40	53	58	83
No. 2	61	100	29	41	61	84	93	100
No. 3	11	101	11	28	45	81	91	101
No. 4	20	40	20	23	40	63	85	105
No. 5	74	100	30	74	81	92	100	103
No. 6	35	79	3	35	72	79	85	89
No. 7	76	97	5	18	57	76	92	97
No. 8	4	89	4	13	89	93	98	102
No. 9	40	89	40	72	89	95	100	105
No. 10	8	64	8	36	48	52	64	74
No. 11	7	89	7	25	30	42	89	104
No. 12	98	101	10	30	55	81	98	101

以上の構成により、同期検波用セグメントと差動検波用セグメントが混在した状態であっても、同期検波用セグメントの連続パイロットとして定義される搬送波には連続パイロット信号が必ず配置されることになり、連続パイロット信号かそれ以外の伝送信号かの識別が受信側で容易となる。尚、部分集合配置とならないように搬送波を割り当ててもよい。

毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に、当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する連続パイロット信号は、周波数、位相、振幅が特定されるため受信側では基準となるキャリアとして利用することができる。

差動検波用セグメントに設けられる終端パイロット信号は、各セグメント内のキャリア番号  $k'$  が 0 の搬送波に配置される。終端パイロット信号の配置は、隣接する同期検波用セグメントの分散パイロット信号の周波数配置の周期性を保つ位置である。各終端パイロット信号は、該分散パイロット信号を補っている。

図 3 に、連続パイロット信号及び制御情報信号の配置と、同期検波用セグメントでの分散パイロット信号の配置、差動検波用セグメントでの終端パイロット信号の配置例を示す。横軸は周波数軸（キャリア配置）、縦軸は時間軸（シンボル方向）を模式的に表現したものである。各セグメント内のキャリア番号  $k'$  を 0 から 107 の整数とし、1 個のセグメントは 108 キャリアの搬送波で構成される。連続パイロット信号、制御情報信号は分散パイロット信号とは異なる搬送波に割り付けられる。

これらの分散パイロット信号、連続パイロット信号、及び、  
 終端パイロット信号は、それぞれ配置されるキャリア番号  $k$   
 (セグメント番号  $i$  及び各セグメント内のキャリア番号  $k'$   
 により決まる) に対応する  $P N$  (擬似乱数) 系列  $w_k$  ( $w_k$   
 $= 0, 1$ ) に基づき、(6) 式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  に  
 よって搬送波を変調して得られる。(6) 式において、 $\text{Re}$   
 $\{c_{k,n}\}$  はキャリア番号  $k$ 、シンボル番号  $n$  の搬送波に対  
 応する複素ベクトル  $c_{k,n}$  の実数部を表わし、 $\text{Im}\{c_{k,n}\}$   
 $\{c_{k,n}\}$  は虚数部を表わす。

$$\begin{cases} \text{Re}\{c_{k,n}\} = \frac{4}{3} \times 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \text{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

同期検波用セグメント及び差動検波用セグメントに設けら  
 れる制御情報信号は、それぞれ表 3 に示す各セグメント内の  
 キャリア番号  $k'$  の搬送波に配置され、シンボル毎に 1 ビッ  
 トの制御情報を伝送する。

表 3 制御情報信号の周波数配置

セグメント 番号 i	キャリア番号 k'					
	同期検波用	差動検波用				
No. 0	50	13	50	70	83	87
No. 1	25	25	63	73	80	93
No. 2	71	4	7	17	51	71
No. 3	55	36	48	55	59	86
No. 4	44	10	28	44	47	54
No. 5	25	7	25	47	60	87
No. 6	49	49	61	96	99	104
No. 7	65	31	39	47	65	72
No. 8	74	16	30	37	74	83
No. 9	5	5	10	21	44	61
No. 10	85	78	82	85	98	102
No. 11	70	34	48	54	70	101
No. 12	37	23	37	51	68	105



シンボル番号  $n$  のシンボルで伝送する制御情報ビットを  $S_n$  とすると、制御情報信号は (7) 式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  によって搬送波を変調して得られる。すなわち、制御情報信号を伝送する搬送波は、シンボル間で差動 2 値 P S K (Phase Shift Keying) 変調される。

$$\begin{cases} S_n = 0 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = \operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \\ S_n = 1 \rightarrow \begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,n}\} = -\operatorname{Re}\{c_{k,n-1}\} \\ \operatorname{Im}\{c_{k,n}\} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

但し、フレームの先頭シンボル (シンボル番号  $n = 0$ ) では、制御情報を伝送する搬送波は、前述の P N 系列  $w_k$  に基づいて、(8) 式に示す複素ベクトル  $c_{k,n}$  によって変調される。

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{c_{k,0}\} = \frac{4}{3} \times 2 \left( \frac{1}{2} - w_k \right) \\ \operatorname{Im}\{c_{k,0}\} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

尚、シンボル毎に 2 ビットの制御情報を伝送する場合には、例えばシンボル間での差動 4 相 P S K 変調を用いる。

同期検波用セグメントに設けられる情報伝送信号は、前述の同期検波用セグメントの分散パイロット信号、連続パイロット信号、及び、制御情報信号以外の搬送波に配され、デジタル情報に基づいて絶対位相変調が施される。この絶対位相変調には、例えば、Q P S K、16 Q A M、64 Q A M 変調などが用いられる。

同期検波用セグメントの情報伝送信号は以下の処理によって復調される。まず、分散パイロット信号や必要な終端パイロット信号、帯域終端パイロット信号を該分散パイロット、終端パイロット信号及び帯域終端パイロット信号を変調している複素ベクトルで逆変調して、分散パイロット信号及び終端パイロット信号などにかかる周波数領域での伝送路特性を推定する。さらに、フィルタによって周波数方向及びシンボル方向に補間して情報伝送信号にかかる伝送路特性を推定する。このようにして得られた伝送路特性で情報伝送信号を除算する。これによって同期検波用セグメントから情報伝送信号を復調することができる。

差動検波用セグメントに設けられる情報伝送信号は、前述の差動検波用セグメントの連続パイロット信号、終端パイロット信号、及び、制御情報信号以外の搬送波に配され、デジタル情報に基づいて同じキャリア番号の隣接するシンボル間で差動変調が施される。

この差動変調には、例えば、DBPSK、DQPSK、DAPSKなどが用いられる。差動検波用セグメントの情報伝送信号は、前シンボルの同じキャリア番号の情報伝送信号で除算されることによって復調できる。

以上のことから、本実施の形態のOFDM伝送方式は、その受信装置において、同期検波用セグメントではフィルタの効果によって高品質な受信を、差動検波用セグメントではシンボル間の差動復調によって伝送路特性の変化が速い移動受信に適した受信を行うことができる。また、セグメント毎に

同期検波用セグメントと差動検波用セグメントを任意に組み合わせることで、柔軟なサービス形態を実現することができる。

また、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に、当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する連続パイロット信号を配置することにより、周波数、位相、振幅が特定されるため受信側では基準となるキャリアとして利用することができる。

図4及び図5は、それぞれ表2に示した同期検波用セグメント（13セグメント、26キャリア）及び差動検波用セグメント（13セグメント、78キャリア）の連続パイロット信号の周波数配置の逆フーリエ変換対を示したものである。図4、図5から、それらはインパルス状であり、表2に示した連続パイロット信号の周波数配置が周期性を持たないことがわかる。

このことから、本実施の形態のOFDM伝送方式は、マルチパスなどの遅延波によって連続パイロット信号全体が消滅することを防ぐことができる。また、この配置を使用して逆フーリエ変換を求めることで、伝送路のインパルス応答を求めることができる。尚、連続パイロット信号の周波数配置は自己相関に強い配置になっている。

図6及び図7は、それぞれ表3に示した同期検波用セグメント及び差動検波用セグメントの制御情報信号の周波数配置の逆フーリエ変換対を示したものである。図6、図7から、それらはインパルス状であり、表3に示した制御情報信号の周波数配置が周期性を持たないことがわかる。

以上のことから、本実施の形態のOFDM伝送方式は、マルチパスなどの遅延波によって制御情報信号全体が消滅することを防ぐことができる。

尚、制御情報信号を含む付加情報伝送信号の周波数配置を同様に設定することができる。

### (第3の実施の形態)

図8に、第1及び第2の実施の形態のOFDM伝送方式に基づいてOFDM信号を生成する送信装置の実施の形態の構成を示す。

図8において、情報伝送信号生成回路51では、入力されるデジタル情報に必要な応じて誤り制御処理（誤り訂正符号化やインタリーブ、エネルギー拡散など）とデジタル変調を施す。尚、デジタル伝送で一般的に用いられる基本的な誤り制御処理手法とデジタル変調手法は周知の技術なので省略している。

同期検波用セグメントではデジタル変調として絶対位相変調が施される。この絶対位相変調には、例えば、QPSK、16QAM、64QAM変調などが用いられる。また、差動検波用セグメントではデジタル情報に基づいて同じキャリア番号の隣接するシンボル間で差動変調が施される。この差動変調には例えば、DBPSK、DQPSK、DAPSKなどが用いられる。

付加情報信号生成回路52は、入力される付加情報に必要な応じて誤り制御処理（誤り訂正符号化やインタリーブ、エネルギー拡散など）とデジタル変調を施す。デジタル変

調として $M$  ( $M$ は2以上の自然数) 相 P S K (Phase Shift Keying) 変調や、シンボル方向での差動 $M$ 相 P S K 変調などを用いる。

制御情報生成回路56は、受信側で必要とされる伝送モード情報(同期検波用セグメント数、差動検波用セグメント数、キャリア変調方式など伝送モードを規定する各種情報)を生成する。この情報は、付加情報信号生成回路52にて誤り制御処理とデジタル変調を施されるが、他の付加情報とは異なる誤り制御処理とデジタル変調を施してもよい。

分散パイロット信号生成回路53は、キャリア配置回路57にて配置が規定されるキャリア番号 $k$  (セグメント番号 $i$  及び各セグメント内のキャリア番号 $k'$  により決まる) に対応する P N (擬似乱数) 系列  $w_k$  ( $w_k = 0, 1$ ) に基づき変調された分散パイロット信号を生成する。

終端パイロット信号生成回路54は、キャリア配置回路57にて配置が規定されるキャリア番号 $k$  (セグメント番号 $i$  及び各セグメント内のキャリア番号 $k'$  により決まる) に対応する P N (擬似乱数) 系列  $w_k$  ( $w_k = 0, 1$ ) に基づき変調された終端パイロット信号を生成する。

帯域終端パイロット信号生成回路55は、帯域終端のキャリア番号 $k$  に対応する P N (擬似乱数) 系列  $w_k$  ( $w_k = 0, 1$ ) に基づき変調された帯域終端パイロット信号を生成する。

連続パイロット信号は特に記していないが、付加情報信号生成回路52にて当該キャリアに対して毎シンボル同一位相、振幅で変調する場合を想定すればよい。

キャリア配置回路 5 7 では、情報伝送信号生成回路 5 1、付加情報信号生成回路 5 2、分散パイロット信号生成回路 5 3、終端パイロット信号生成回路 5 4、帯域終端パイロット信号生成回路 5 5 の各出力（複素ベクトル列）を、伝送モードに応じて規定される周波数領域の搬送波位置に配置する。

例えば、分散パイロット信号生成回路 5 3 の出力は、同期検波用セグメント内において  $N$ （ $N$  は 2 以上の自然数）キャリア間隔でかつシンボル毎に  $L$ （ $L$  は  $N$  の約数）キャリアずつシフトさせた搬送波に配置される。終端パイロット信号生成回路 5 4 の出力は、差動検波用セグメント内においてセグメント内のキャリア番号  $k' = 0$  の搬送波に配置される。また、付加情報信号生成回路 5 2 の出力は、例えば表 1 に示す周波数配置に従って割り付けられる。このようにして配置された基底周波数帯域の搬送波毎のベクトル列は逆フーリエ変換回路 5 8 に入力される。

逆フーリエ変換回路 5 8 は、キャリア配置回路 5 7 で生成された基底周波数帯域の搬送波毎のベクトル列を周波数領域から時間領域に変換し、通常用いられるガードインターバル期間を付加して出力する。直交変調回路 5 9 は逆フーリエ変換回路 5 8 の出力を直交変調し中間周波数帯域に変換する。周波数変換回路 6 0 は、直交変調された OFDM 信号の周波数帯域を中間周波数帯域から無線周波数帯域に変換しアンテナなどに供給する。

以上の構成による送信装置によれば、第 1 及び第 2 の実施の形態で述べた OFDM 伝送方式に基づく OFDM 信号を生

成することができる。

\\(第4の実施の形態)

図9は、第1及び第2の実施の形態のOFDM伝送方式に基づいて形成されたOFDM信号を受信し、伝送路の時間領域でのインパルス応答を推定することが可能な受信装置の構成を示す。

図9において、チューナ11は、受信されたOFDM信号の周波数帯域を無線周波数帯域から基底周波数帯域に変換する。フーリエ変換回路12は、基底周波数帯域のOFDM信号を時間領域から周波数領域に変換し、周波数領域の搬送波毎のベクトル列として出力する。

分散／終端パイロット抽出回路13は、フーリエ変換回路12が出力するベクトル列から分散パイロット信号及び必要な終端パイロット信号、帯域終端パイロット信号を抽出する。ベクトル発生回路14は、分散／終端パイロット抽出回路13で抽出された分散パイロット信号、終端パイロット信号及び帯域終端パイロット信号に対応する変調複素ベクトル $c_{k,n}$ を発生する。

除算回路15は、分散／終端パイロット抽出回路13で抽出された分散パイロット信号、終端パイロット信号及び帯域終端パイロット信号をベクトル発生回路14が発生する複素ベクトルで除して、分散パイロット信号、終端パイロット信号及び帯域終端パイロット信号にかかる伝送路特性を推定する。補間回路16は、除算回路15で得られた分散パイロット信号、終端パイロット信号及び帯域終端パイロット信号に

かかる伝送路特性を補間して、同期検波用セグメントの情報伝送信号の搬送波にかかる伝送路特性を推定する。

遅延回路 17 は、フーリエ変換回路 12 の出力するベクトル列を 1 シンボル遅延する。選択回路 18 は、制御情報によって別途伝送されるセグメントの種類に従って、同期検波用セグメントの場合は補間回路 16 の出力を、差動検波用セグメントの場合は遅延回路 17 の出力を選択して出力する。

除算回路 19 は、フーリエ変換回路 12 が出力するベクトル列をそれぞれ選択回路 18 の出力で除算する。除算回路 19 において、同期検波用セグメントでは補間回路 16 で推定されたそれぞれ対応する搬送波にかかる伝送路特性で除算して同期検波し、差動検波用セグメントでは遅延回路 17 が出力する 1 シンボル前のそれぞれ対応する搬送波のベクトル列で除算して差動検波する。

復調回路 20 は、情報伝送信号を生成する際の変調方法（QPSK、16QAM、64QAM、DBPSK、DQPSK、DAPSK など）に従って除算回路 19 から出力される検波信号を復調し、伝送されたデジタル情報を得る。

以上の構成により、第 1 の実施の形態で述べた OFDM 伝送方式に基づく OFDM 信号を受信し復調することができる。以下に述べる構成は、第 2 の実施の形態で述べた OFDM 伝送方式に基づく OFDM 信号を受信し復調する場合のものである。

まず、連続パイロット抽出回路 21 は、フーリエ変換回路 12 が出力するベクトル列から連続パイロット信号を抽出す



る。このとき、同期検波用セグメントと差動検波用セグメントが混在している状態でも、少なくとも同期検波用セグメントの連続パイロット信号が必ず混在するので、連続パイロット信号を常時抽出することができる。

ベクトル発生回路 22 は、連続パイロット抽出回路 21 で抽出された連続パイロット信号に対応する変調複素ベクトル  $c_{k,n}$  を発生する。除算回路 23 は、連続パイロット抽出回路 21 で抽出された連続パイロット信号をベクトル発生回路 22 が発生する複素ベクトルで除して、連続パイロット信号にかかる伝送路特性を推定する。逆フーリエ変換回路 24 は、除算回路 23 で推定された連続パイロット信号にかかる伝送路特性を周波数領域から時間領域に変換して伝送路のインパルス応答特性を得る。

以上のことから、本実施形態の受信装置の構成によれば、復調回路 20 において、同期検波用セグメントでは伝送路特性の補間処理によるフィルタ効果によって高品質な復調を実現することができ、差動検波用セグメントではシンボル間の差動復調によって伝送路特性の変化が速い移動受信に適した復調を実現することができる。また、逆フーリエ変換回路 24 において、折り返しのない伝送路のインパルス応答特性を得ることができる。

#### 産業上の利用可能性

以上述べたように、本発明の直交周波数分割多重伝送方式は、移動受信に適した差動検波用セグメントを備えることが

できる。このとき、終端パイロット信号及び帯域終端パイロット信号を備えることによって、隣接する同期検波用のセグメントの同期検波特性を損なわずに、セグメント毎に同期検波用セグメントと差動検波用セグメントを自由に組み合わせることができ、これによって柔軟なサービス形態を実現することができる。

また、周波数配置の逆フーリエ変換対がインパルス状である連続パイロット信号を用いて、必要に応じてシンボル期間で折り返しのない伝送路のインパルス応答特性を求めることができる。

したがって、本発明によれば、全体の伝送容量を維持しつつデジタル情報を伝送する搬送波の変調に部分的に移動受信に適した変調方式を導入し、また、例えば連続パイロット信号から推定される伝送路のインパルス応答に折り返しが生じないように連続パイロット信号を配置したOFDM伝送方式と本方式に適する送信装置及び受信装置を提供することができる。

## 請求の範囲

(1) シンボル周期毎に互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波に変調を施してデジタル情報を伝送する直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送方式において、

前記複数の搬送波のうち、所定数の搬送波を1単位として1つ以上のセグメントに割当て、1つ以上の搬送波を帯域終端パイロット信号に割当て、前記1つ以上のセグメントをセグメント毎にそれぞれ同期検波用または差動検波用のいずれか一方として用いる方式であって、

前記同期検波用セグメントでは、シンボル時間及び周波数が周期的に分散した搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する分散パイロット信号を配し、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を付加情報に従って $M$  ( $M$ は2以上の自然数) 相位相シフトキーイング ( $M$ 相PSK) あるいはシンボル方向での差動 $M$ 相位相シフトキーイングにより変調する付加情報伝送信号を配し、上記以外の搬送波に当該搬送波を前記デジタル情報に従って変調する情報伝送信号を配し、

前記差動検波用セグメントでは、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を付加情報に従って $M$ 相位相シフトキーイングあるいはシンボル方向での差動 $M$ 相位相シフトキーイングにより変調する付加情報伝送信号を配し、隣接する同期検波用セグメントの前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数の搬送波に当該搬送波を特定の位

相及び振幅で変調する終端パイロット信号を配し、上記以外の搬送波に当該搬送波を前記デジタル情報に従って変調する情報伝送信号を配し、

前記帯域終端パイロット信号を、前記同期検波用セグメントにおける前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数でかつ伝送周波数帯域端の搬送波に配して、当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調するようにしたことを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式。

(2) シンボル周期毎に互いに直交する周波数関係にある複数の搬送波に変調を施してデジタル情報を伝送する直交周波数分割多重 (OFDM) 伝送方式において、

前記複数の搬送波のうち、所定数の搬送波を1単位として1つ以上のセグメントに割当て、1つ以上の搬送波を帯域終端パイロット信号に割当て、前記1つ以上のセグメントをセグメント毎にそれぞれ同期検波用または差動検波用のいずれか一方として用いる方式であって、

前記同期検波用セグメントでは、シンボル時間及び周波数が周期的に分散した搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する分散パイロット信号を配し、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する連続パイロット信号を配し、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を付加情報に従ってM相位相シフトキーイングあるいはシンボル方向での差動M相位相シフトキーイングにより変調する付加情報伝送信号を配し、上記以外の搬送波に当該搬送波を前記デジタル情報に従って変調する

情報伝送信号を配し、

前記差動検波用セグメントでは、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する連続パイロット信号を配し、毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に当該搬送波を付加情報に従ってM相位相シフトキーイングあるいはシンボル方向での差動M相位相シフトキーイングにより変調する付加情報伝送信号を配し、隣接する同期検波用セグメントの前記分散パイロットの周波数配置の周期性を満たす周波数の搬送波に当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調する終端パイロット信号を配し、上記以外の搬送波に当該搬送波を前記デジタル情報に従って変調する情報伝送信号を配し、

前記帯域終端パイロット信号を、前記同期検波用セグメントにおける前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数でかつ伝送周波数帯域端の搬送波に配して、当該搬送波を特定の位相及び振幅で変調するようにしたことを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式。

(3) 前記同期検波用セグメント内の前記付加情報伝送信号の周波数配置と、前記差動検波用セグメント内の前記付加情報伝送信号の周波数配置は、一部共通の配置となっていることを特徴とする請求項1または2記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(4) 前記同期検波用セグメントでは、前記付加情報伝送信号の周波数配置を、前記差動検波用セグメントの前記付加情報伝送信号の周波数配置の一部とすることを特徴とする

請求項 1 または 2 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(5) 前記同期検波用セグメント内の前記連続パイロット信号の周波数配置と、前記差動検波用セグメント内の前記連続パイロット信号の周波数配置は、一部共通の配置となっていることを特徴とする請求項 2 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(6) 前記同期検波用セグメントでは、前記連続パイロット信号の周波数配置を、前記差動検波用セグメントの前記連続パイロット信号の周波数配置の一部とすることを特徴とする請求項 2 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(7) 前記付加情報には、制御情報が含まれることを特徴とする請求項 1 乃至 6 のいずれか記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(8) 前記制御情報はシンボル方向での差動 2 相位相シフトキーイング (D B P S K) により伝送することを特徴とする請求項 7 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(9) 前記同期検波用セグメント内の前記制御情報の周波数配置と、前記差動検波用セグメント内の前記制御情報の周波数配置は、一部共通の配置となっていることを特徴とする請求項 7 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(10) 前記同期検波用セグメントでは、前記制御情報の周波数配置を、前記差動検波用セグメントの前記制御情報の周波数配置の一部とすることを特徴とする請求項 7 記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(11) 前記同期検波用セグメントでは、搬送波数を  $N$

( $N$ は2以上の自然数)の倍数とし、前記分散パイロット信号を $N$ キャリア間隔でかつシンボル毎に $L$ ( $L$ は $N$ の約数)キャリアずつシフトさせた搬送波に配することを特徴とする請求項1乃至10のいずれか記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(12) 前記同期検波用及び差動検波用セグメントでは、それぞれの前記付加情報伝送信号を、当該付加情報伝送信号の周波数配置の逆フーリエ変換対がインパルス状になるような周波数の搬送波に配することを特徴とする請求項1乃至11のいずれか記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(13) 前記同期検波用及び差動検波用セグメントでは、それぞれの前記連続パイロット信号を、当該連続パイロット信号の周波数配置の逆フーリエ変換対がインパルス状になるような周波数の搬送波に配することを特徴とする請求項2記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(14) 前記同期検波用及び差動検波用セグメントでは、それぞれ前記付加情報伝送信号及び連続パイロット信号を、当該付加情報伝送信号及び連続パイロット信号との両者を合せた周波数配置の逆フーリエ変換対がインパルス状になるような周波数の搬送波に配することを特徴とする請求項2記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(15) 前記同期検波用セグメントと前記差動検波用セグメントでは同一本数のキャリアを用いることを特徴とする請求項1乃至14のいずれか記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(16) 前記終端パイロット信号は前記差動検波用セグメントの帯域端の搬送波のみに配置することを特徴とする請求項1乃至1.5記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(17) 13個のセグメントと1キャリアの搬送波を用いた帯域終端パイロットからなり、1個のセグメントは108キャリアの搬送波で構成され、帯域全体では1405キャリアの搬送波が用いられ、

前記同期検波用セグメントが、1シンボルあたり9キャリアの搬送波を用いた分散パイロット信号と、3キャリアの搬送波を用いた付加情報伝送信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成され、

前記差動検波用セグメントが、11キャリアの搬送波を用いた付加情報信号と、1キャリアの搬送波を用いた終端パイロット信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成されることを特徴とする請求項1記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(18) 13個のセグメントと1キャリアの搬送波を用いた帯域終端パイロットからなり、1個のセグメントは108キャリアの搬送波で構成され、帯域全体では1405キャリアの搬送波が用いられ、

前記同期検波用セグメントが、1シンボルあたり9キャリアの搬送波を用いた分散パイロット信号と、1キャリアの搬送波を用いた付加情報伝送信号と、2キャリアの搬送波を用いた連続パイロット信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成され、



前記差動検波用セグメントが、5キャリアの搬送波を用いた付加情報信号と、6キャリアの搬送波を用いた連続パイロット信号と、1キャリアの搬送波を用いた終端パイロット信号と、96キャリアの搬送波を用いた情報伝送信号とから構成されることを特徴とする請求項2記載の直交周波数分割多重伝送方式。

(19) 請求項1乃至18のいずれか記載の直交周波数分割多重伝送方式によりOFDM信号を生成する装置を具備することを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式の送信装置。

(20) 請求項1記載の直交周波数分割多重伝送方式によりOFDM信号を生成する送信装置であって、

前記複数の搬送波のうち、所定数の搬送波を1単位として1つ以上のセグメントに割当て、1つ以上の搬送波を帯域終端パイロット信号に割当て、前記1つ以上のセグメントをセグメント毎にそれぞれ同期検波用または差動検波用のいずれか一方に割り当てる配列手段と、

前記分散パイロット信号、前記付加情報伝送信号、前記情報伝送信号、前記終端パイロット信号、前記帯域終端パイロット信号をそれぞれ生成する信号生成手段とを具備し、

前記配列手段では、前記帯域終端パイロット信号を前記同期検波用セグメントにおける前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数でかつ伝送周波数帯域端の搬送波に配し、前記同期検波用セグメントについては、前記分散パイロット信号をシンボル時間及び周波数が周期的に分散

した搬送波に配し、前記付加情報伝送信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記情報伝送信号を上記以外の搬送波に配し、前記差動検波用セグメントについては、前記付加情報伝送信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記終端パイロット信号を隣接する同期検波用セグメントの前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数の搬送波に配するようにしたことを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式の送信装置。

(21) 請求項2記載の直交周波数分割多重伝送方式によりOFDM信号を生成する送信装置であって、

前記複数の搬送波のうち、所定数の搬送波を1単位として1つ以上のセグメントに割当て、1つ以上の搬送波を帯域終端パイロット信号に割当て、前記1つ以上のセグメントをセグメント毎にそれぞれ同期検波用または差動検波用のいずれか一方に割り当てる配列手段と、

前記分散パイロット信号、前記付加情報伝送信号、前記情報伝送信号、前記終端パイロット信号、前記帯域終端パイロット信号、前記連続パイロット信号を生成する信号生成手段とを具備し、

前記配列手段では、前記帯域終端パイロット信号を前記同期検波用セグメントにおける前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数でかつ伝送周波数帯域端の搬送波に配し、前記同期検波用セグメントについては、前記分散パイロット信号をシンボル時間及び周波数が周期的に分散した搬送波に配し、前記連続パイロット信号を毎シンボルと

も同じ周波数の搬送波に配し、前記付加情報伝送信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記情報伝送信号を上記以外の搬送波に配し、前記差動検波用セグメントについては、前記連続パイロット信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記付加情報伝送信号を毎シンボルとも同じ周波数の搬送波に配し、前記終端パイロット信号を隣接する同期検波用セグメントの前記分散パイロット信号の周波数配置の周期性を満たす周波数の搬送波に配するようにしたこととを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式の送信装置。

(22) 請求項1乃至18のいずれか記載の直交周波数分割多重伝送方式により生成されるOFDM信号を受信し復調する装置を具備することを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式の受信装置。

(23) 請求項1乃至18のいずれか記載の直交周波数分割多重伝送方式により生成されるOFDM信号を受信し復調する受信装置であって、

前記受信OFDM信号をフーリエ変換により時間領域から周波数領域の信号に変換することによって前記搬送波毎の位相と振幅を表わすベクトル列を得るフーリエ変換手段と、

この手段で得られるベクトル列から前記分散パイロット信号及び前記終端パイロット信号及び前記帯域終端パイロット信号に相対する搬送波のベクトル群を抽出する第1の抽出手段と、

この手段で抽出されたベクトル群を前記分散パイロット信号及び前記終端パイロット信号及び前記帯域終端パイロット

信号を変調している前記特定の位相及び振幅で除算する第1の除算手段と、

この手段の出力を周波数方向及びシンボル時間方向に平滑して補間するフィルタ手段と、

前記フーリエ変換手段で得られたベクトル列を1シンボル期間遅延する遅延手段と、

前記同期検波用セグメントの信号を処理する時には前記フィルタ手段の出力を、差動検波用セグメントの信号を処理する時には前記遅延手段の出力を選択して出力する選択手段と、

前記フーリエ変換手段から出力されるベクトル列を前記選択手段の出力信号で除算して検波ベクトル列を求め出力する第2の除算手段とを具備することを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式の受信装置。

(24) 請求項13記載の直交周波数分割多重伝送方式により生成されるOFDM信号を受信し復調する受信装置であって、

前記受信OFDM信号をフーリエ変換により時間領域から周波数領域の信号に変換することによって前記搬送波毎の位相と振幅を表わすベクトル列を得るフーリエ変換手段と、

この手段で得られるベクトル列から前記同期検波用セグメント及び前記差動検波用セグメントの前記連続パイロット信号に相対する搬送波のベクトル群を抽出する第2の抽出手段と、

この手段で抽出されたベクトル群を前記連続パイロット信号を変調している前記特定の位相及び振幅で除算する第3の

除算手段と、

この手段の出力を逆フーリエ変換により周波数領域から時間領域に変換することによって伝送路のインパルス応答特性を得る逆フーリエ変換手段とを具備することを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式の受信装置。

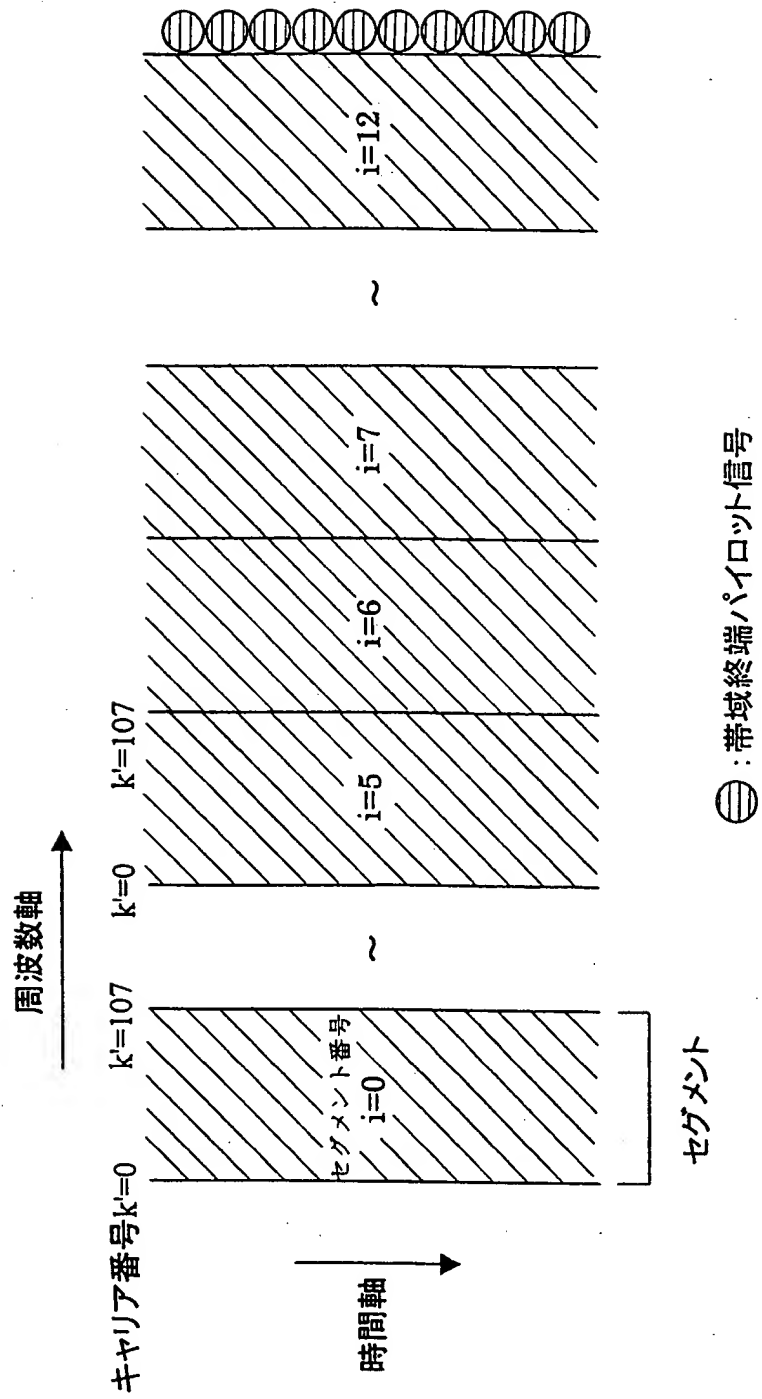


FIG. 1

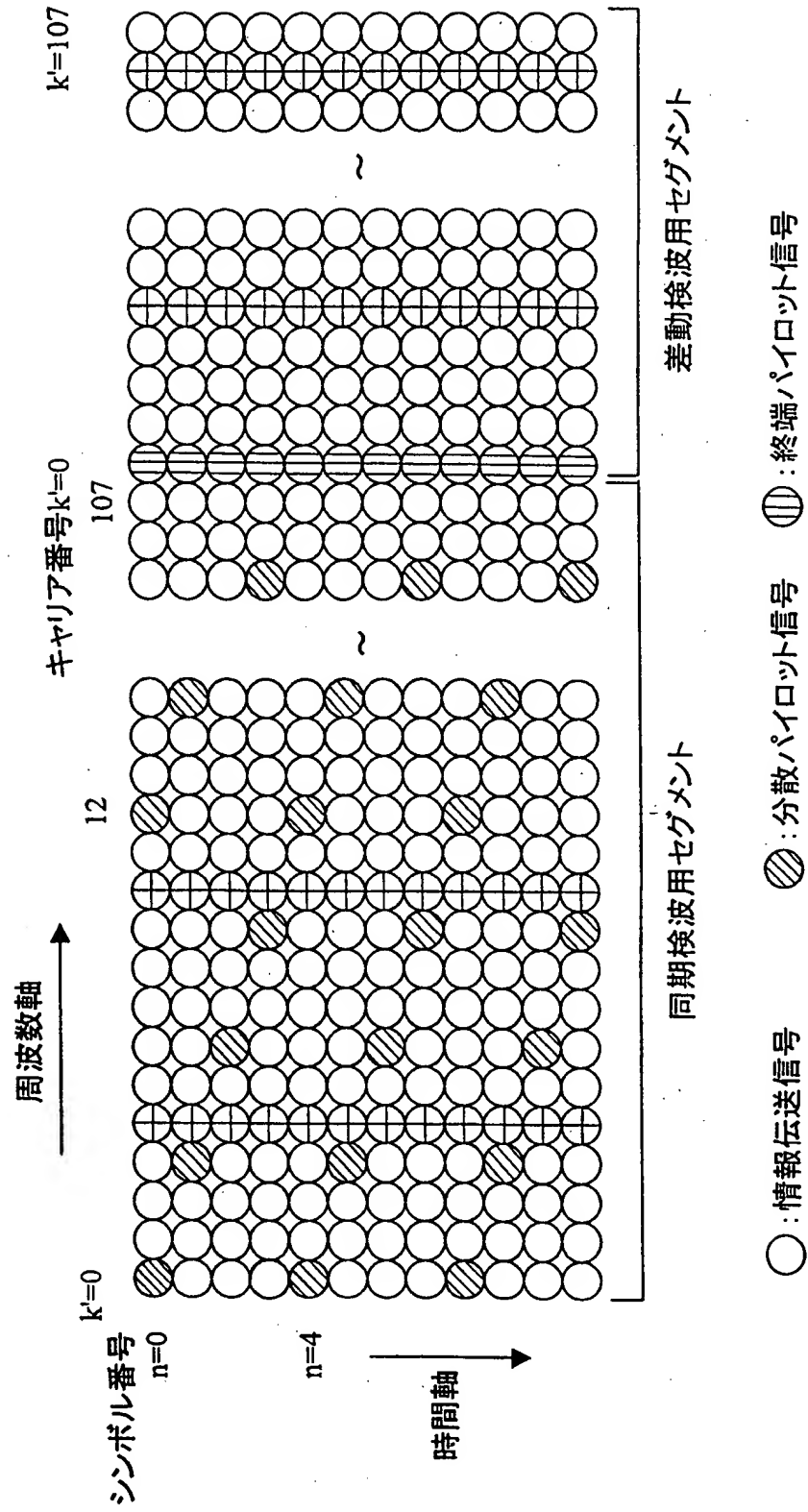


FIG. 2

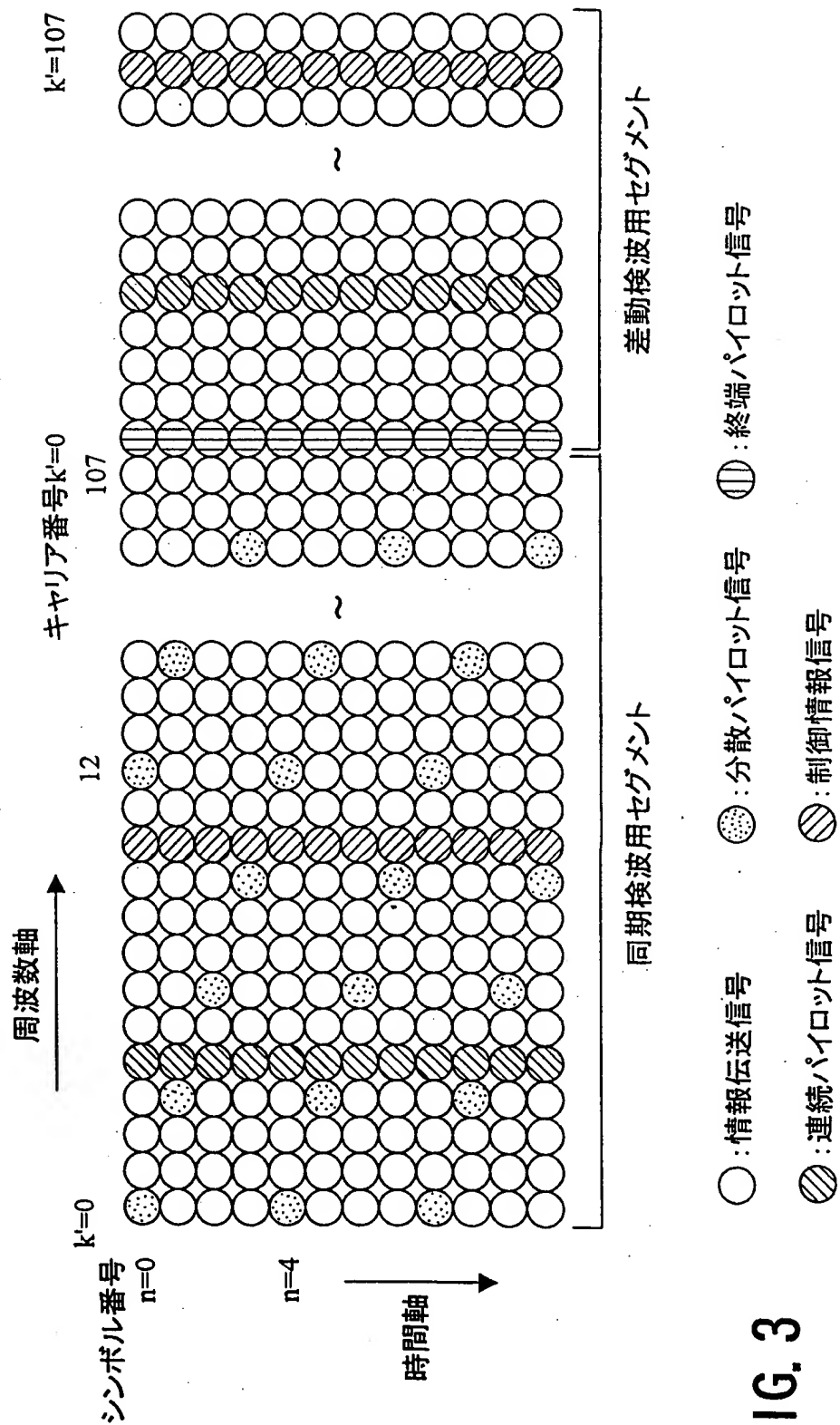


FIG. 3



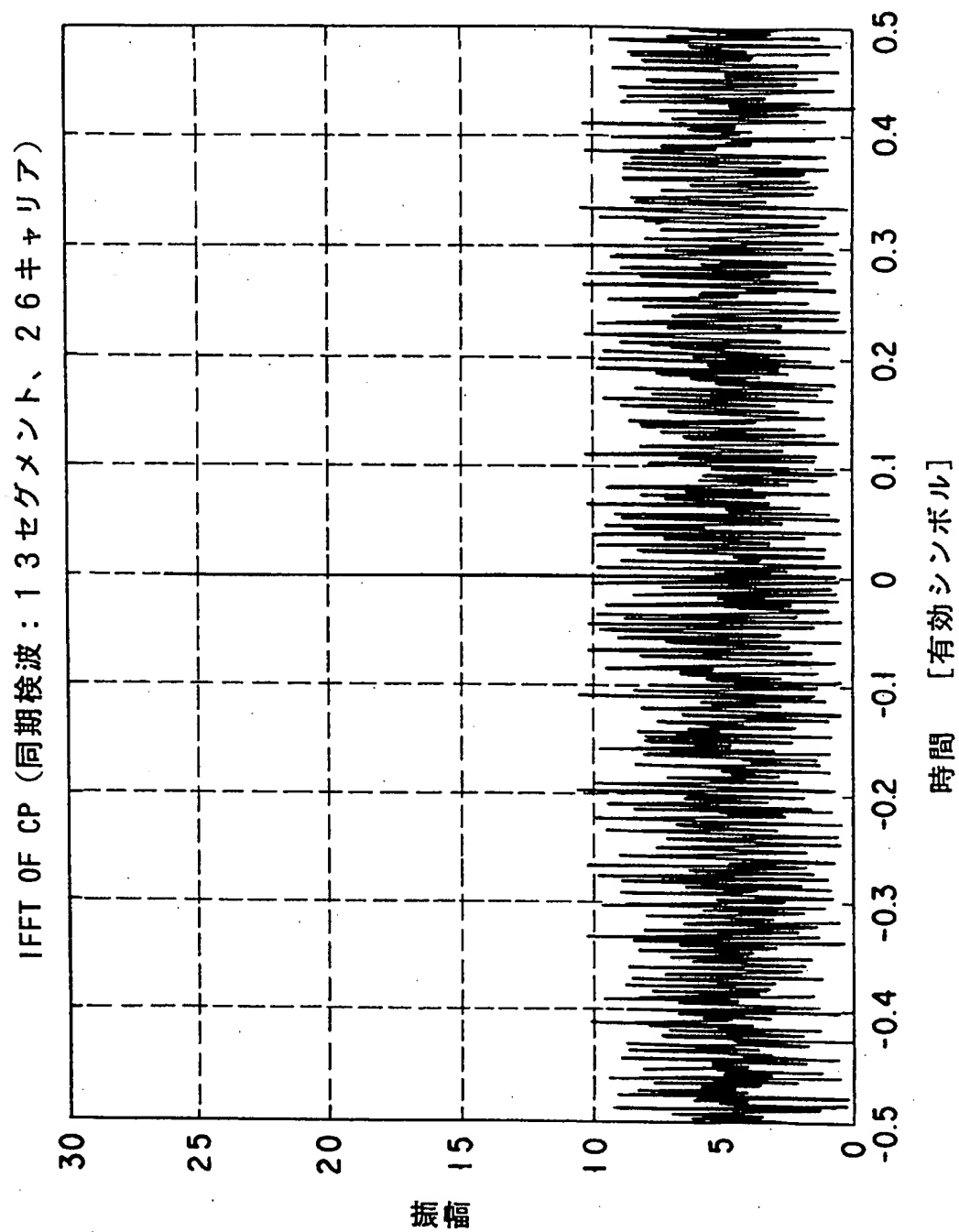


FIG.4

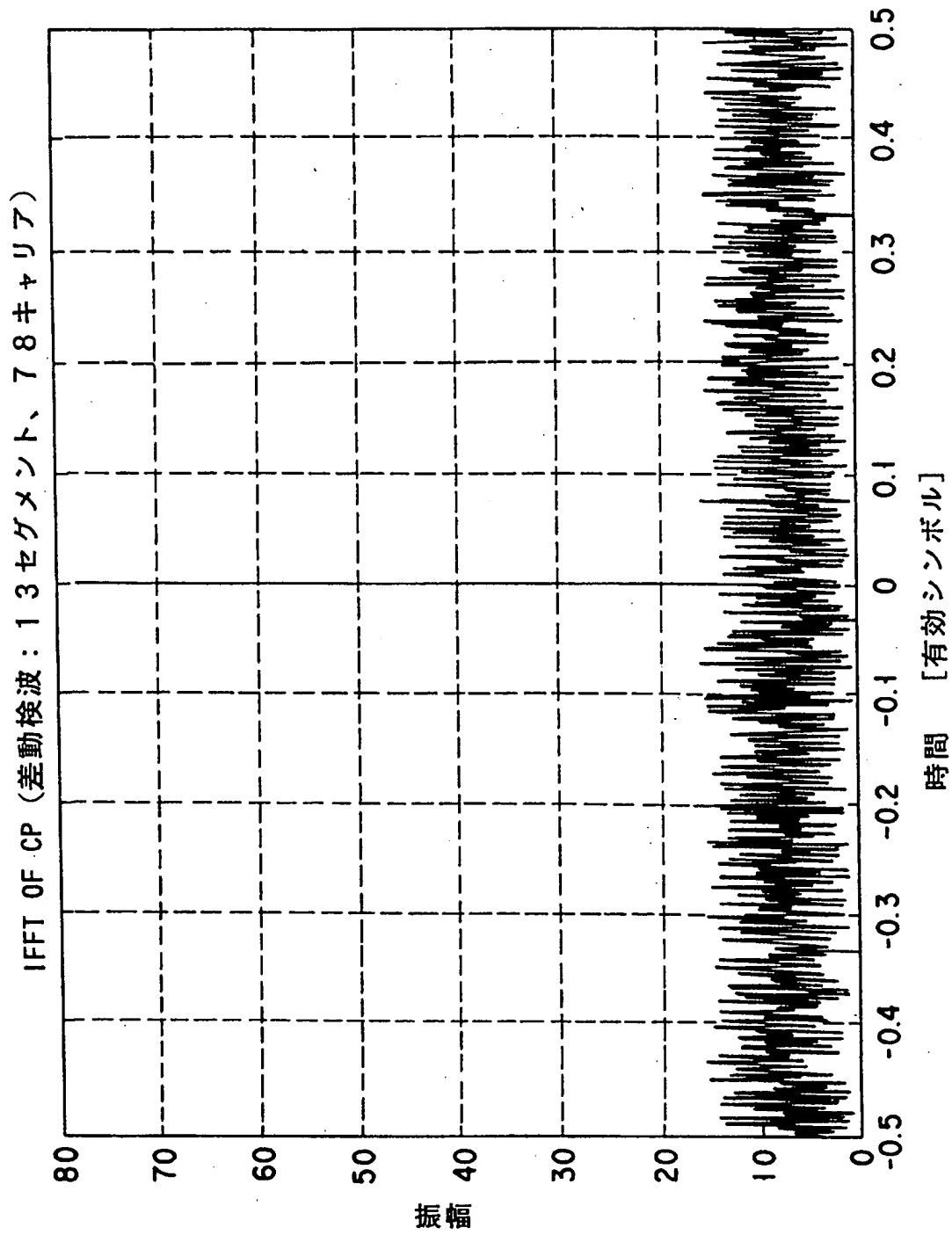


FIG. 5

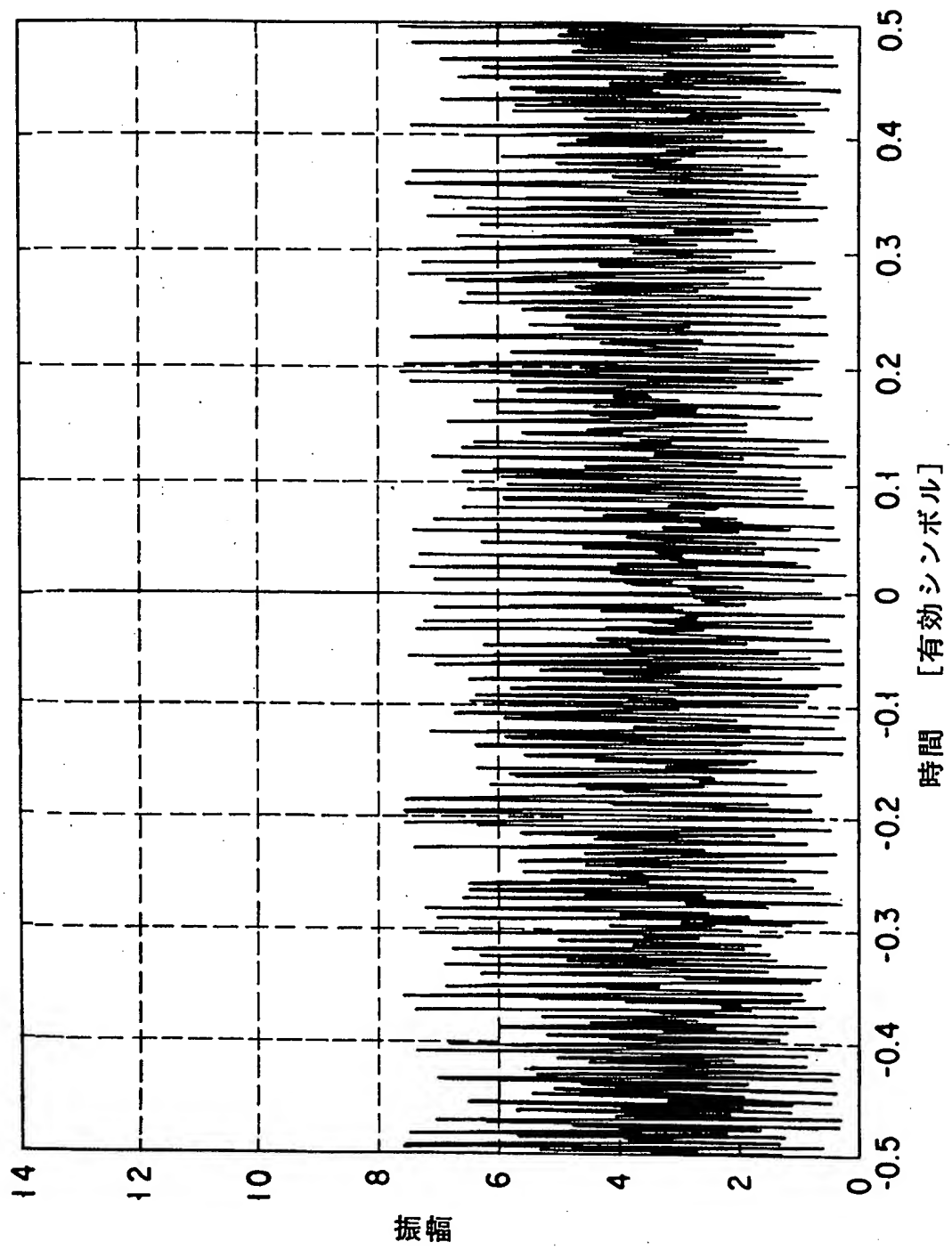


FIG. 6

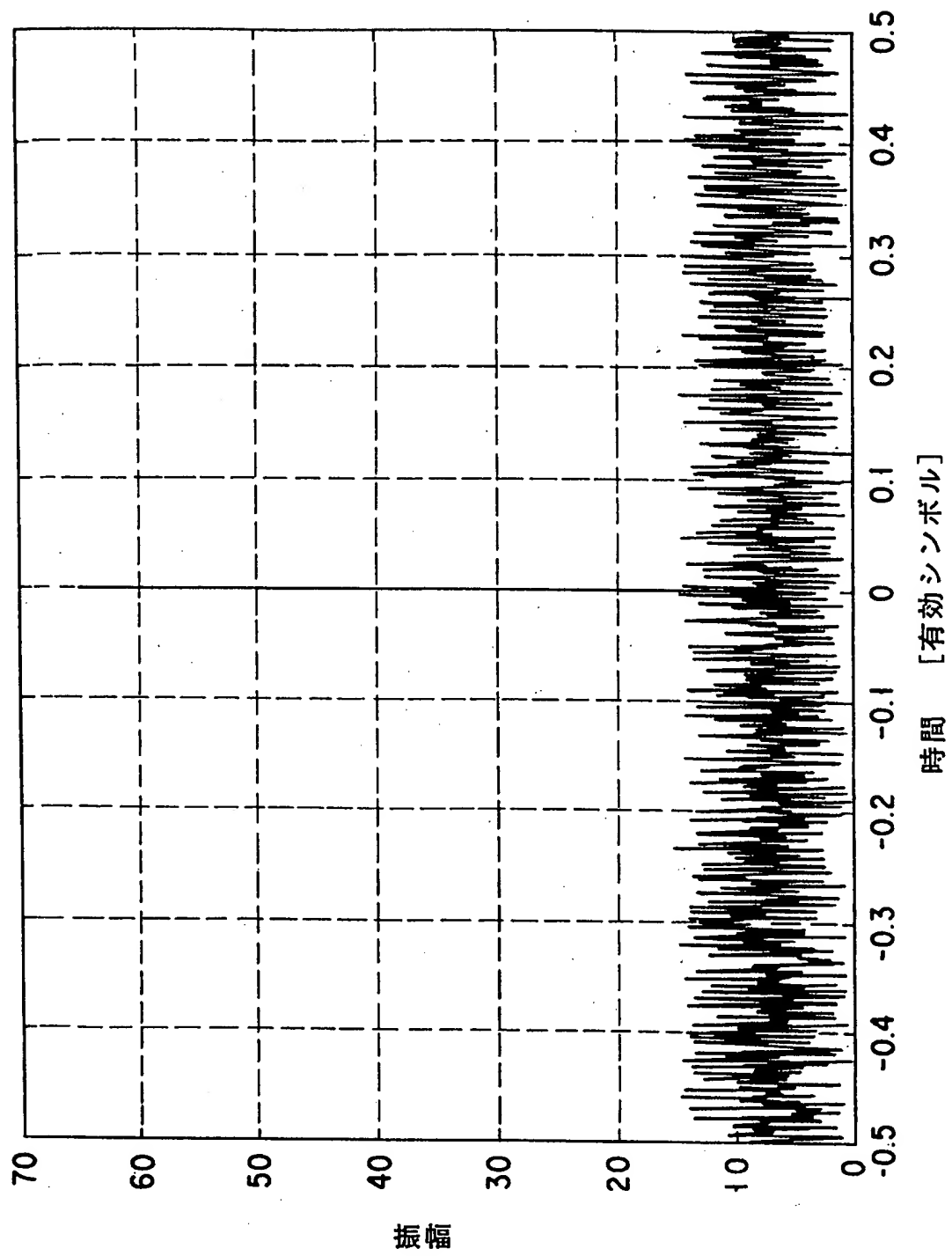


FIG. 7

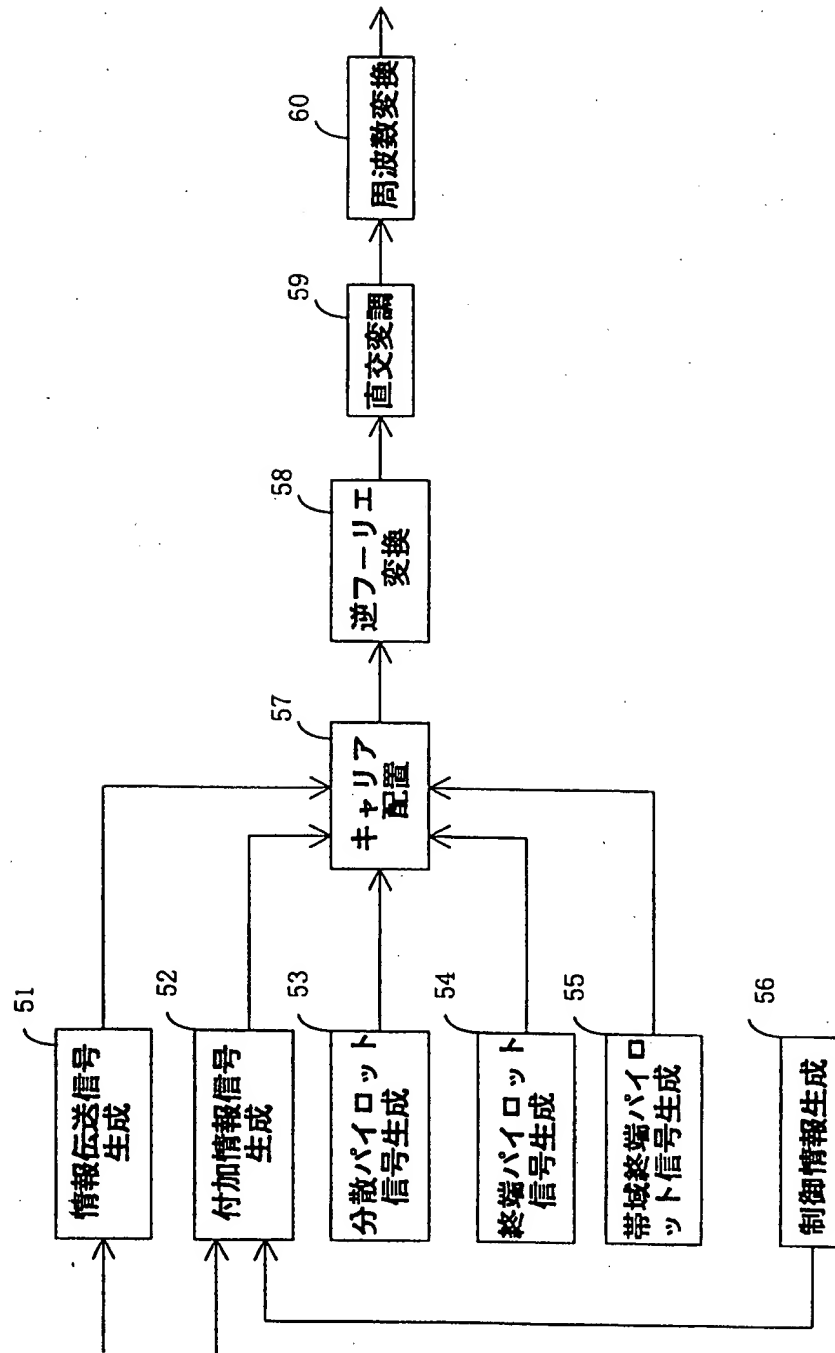


FIG. 8

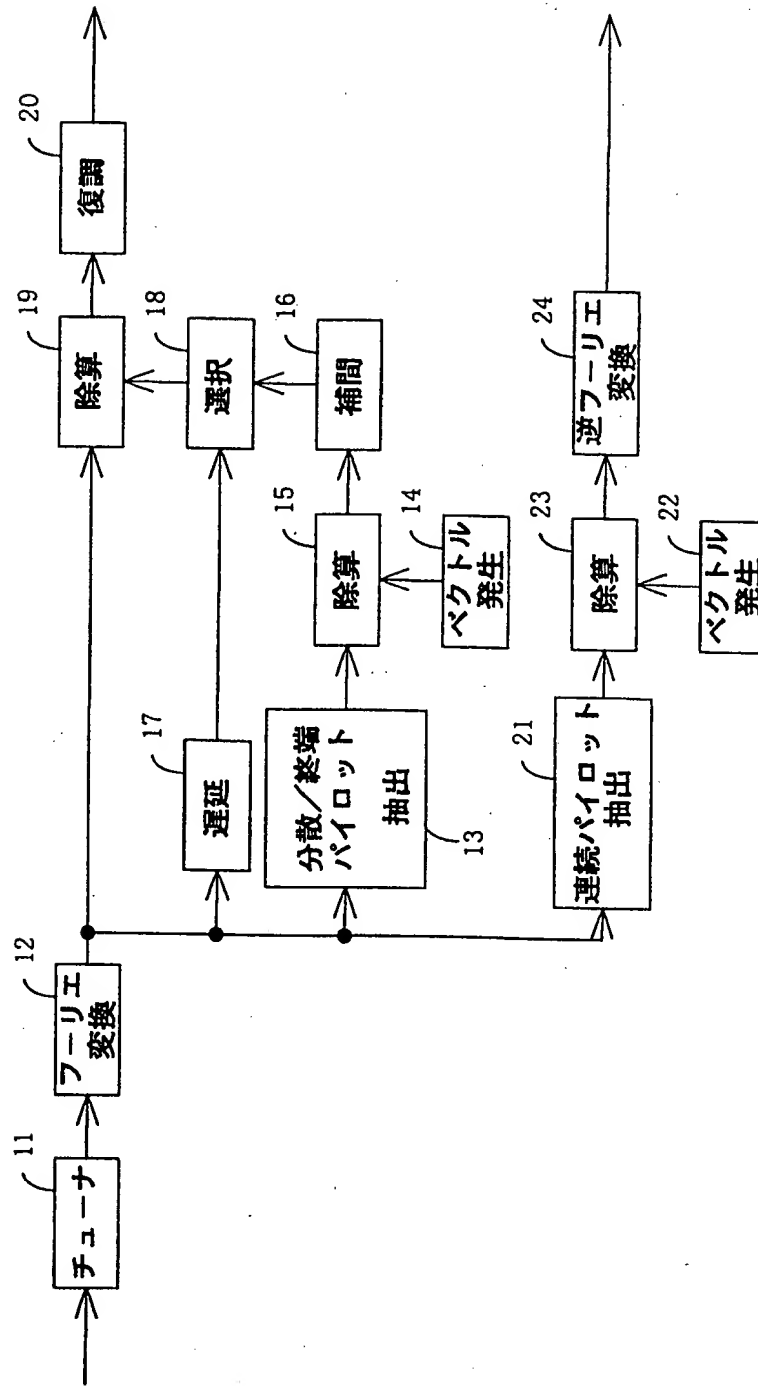


FIG. 9

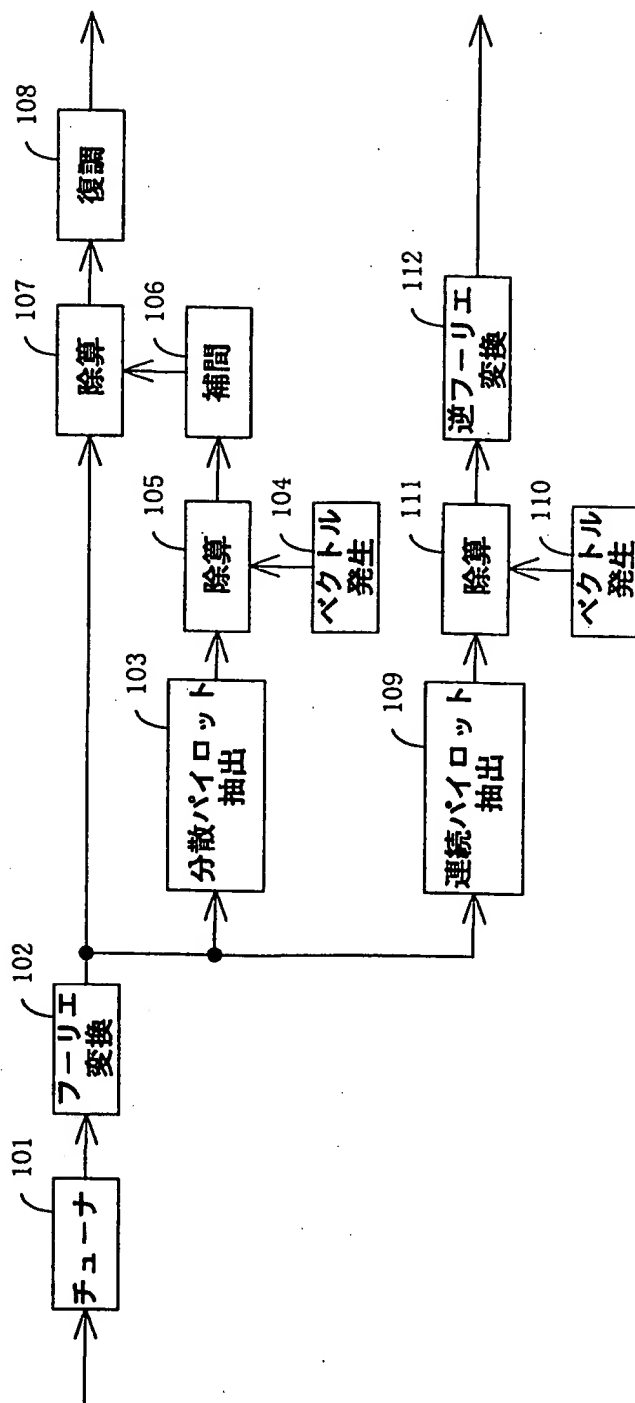


FIG. 10

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP98/02942

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>6</sup> H04J11/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>6</sup> H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho (Y1, Y2) 1926-1998 Toroku Jitsuyo Shinan Koho (U) 1994-1998  
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho (U) 1971-1998 Jitsuyo Shinan Toroku Koho (Y2) 1996-1998

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 4-501348, A (Thomson-CSF), 5 March, 1992 (05. 03. 92), Fig. 21 & WO, 90-04893, A	1-24
A	JP, 8-88617, A (Toshiba Corp.), 2 April, 1996 (02. 04. 96), Fig. 6 (Family: none)	1-24
A	JP, 7-23072, A (Hitachi, Ltd.), 24 January, 1995 (24. 01. 95), Fig. 7 (Family: none)	1-24



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

## \* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

21 September, 1998 (21. 09. 98)

Date of mailing of the international search report

6 October, 1998 (06. 10. 98)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.



## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.<sup>8</sup> H04J11/00

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.<sup>8</sup> H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 (Y1、Y2) 1926-1998

日本国公開実用新案公報 (U) 1971-1998

日本国登録実用新案公報 (U) 1994-1998

日本国実用新案登録公報 (Y2) 1996-1998

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP, 4-501348, A (トムソン-セエスエフ), 05. 3月. 1992 (05. 03. 92) 図21&WO, 90-04893, A	1~24
A	JP, 8-88617, A (株式会社東芝), 02. 4月. 1996 (02. 04. 96) 図6 (ファミリー無し)	1~24
A	JP, 7-23072, A (株式会社日立製作所), 24. 1月. 1995 (24. 01. 95) 図7 (ファミリー無し)	1~24

☐ C欄の続きにも文献が列举されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&amp;」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

21. 09. 98

国際調査報告の発送日

06.10.98

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

石井 研一

5K

8124

電話番号 03-3581-1101 内線 3555